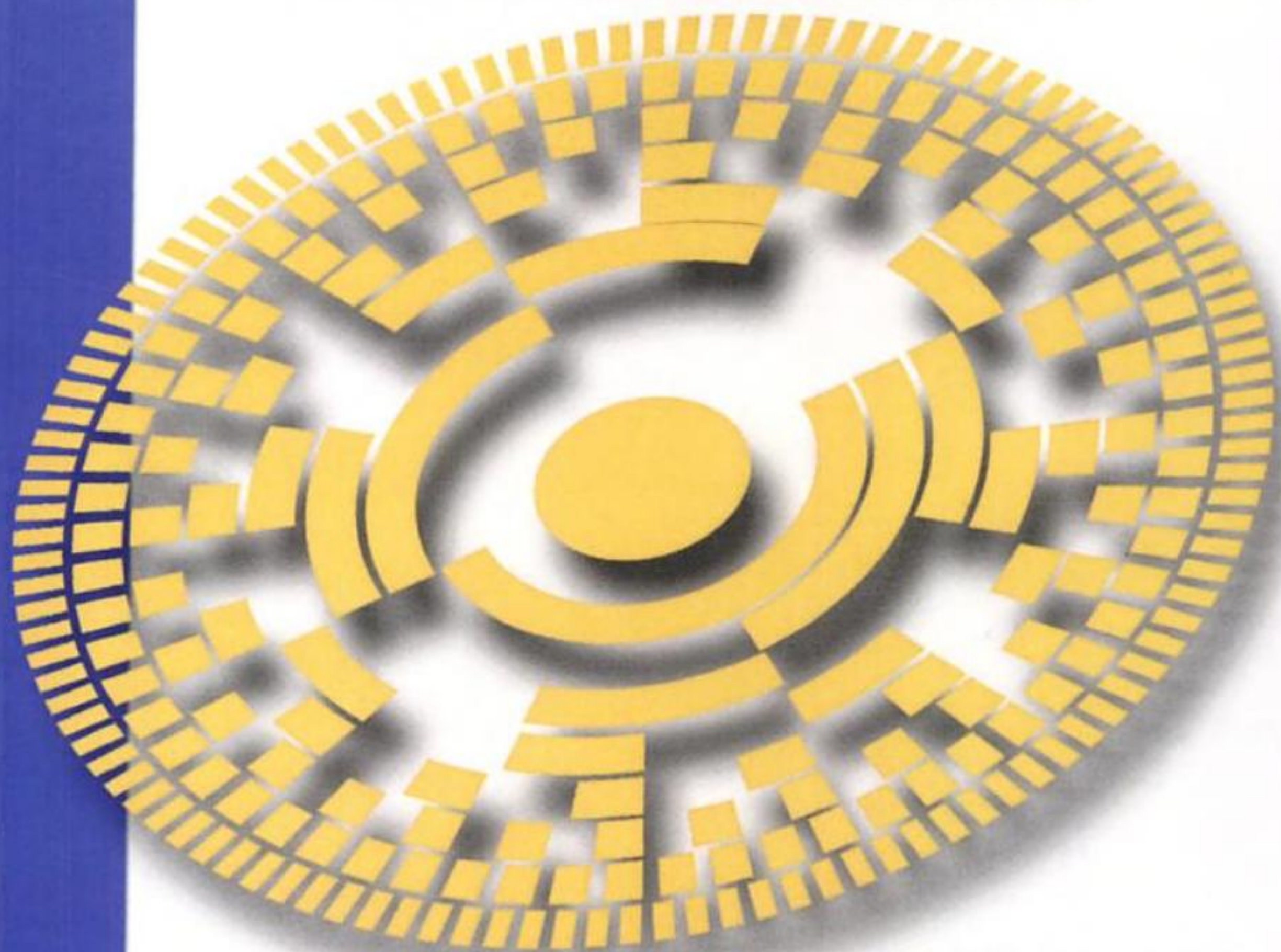


RAMÓN PALLÁS ARENY



4ª Edición

SENSORES *y* ACONDICIONADORES *de* SEÑAL



marcombo
BOIXAREU EDITORES

Material protegido por derechos de autor

Índice general

Prólogo de la primera edición	XI
Prólogo a la segunda edición	XIII
1. Introducción a los sistemas de medida	1
1.1 Conceptos generales y terminología	1
1.1.1 Sistemas de medida	1
1.1.2 Transductores, sensores y accionamientos	2
1.1.3 Acondicionamiento y presentación	4
1.1.4 Interfases, dominios de datos y conversiones	4
1.2 Tipos de sensores	6
1.3 Configuración general entrada-salida	9
1.3.1 Interferencias y perturbaciones internas	9
1.3.2 Técnicas de compensación	10
1.4 Características estáticas de los sistemas de medida	12
1.4.1 Exactitud, fidelidad, sensibilidad	12
1.4.2 Otras características: linealidad, resolución	15
1.4.3 Errores sistemáticos	16
1.4.4 Errores aleatorios	17
1.5 Características dinámicas de los sistemas de medida	18
1.5.1 Sistemas de medida de orden cero	19
1.5.2 Sistemas de medida de primer orden	20
1.5.3 Sistemas de medida de segundo orden	23
1.6 Características de entrada: impedancia	28
1.7 Sensores primarios	29
1.7.1 Sensores de temperatura: bimetales	30
1.7.2 Sensores de presión	32
1.7.3 Sensores de flujo y de caudal	35
1.7.4 Sensores de nivel	40
1.7.5 Sensores de fuerza y par	42
1.8 Materiales empleados en sensores	42
1.8.1 Conductores, semiconductores y dieléctricos	45
1.8.2 Materiales magnéticos	46
1.9 Técnicas de preparación de materiales para microsensores	49
1.9.1 Técnicas de película gruesa	49
1.9.2 Técnicas de película fina	50
1.9.3 Micromecanizado	51

VI Índice general

1.10	Problemas	52
1.11	Referencias	52
2.	Sensores resistivos	54
2.1	Potenciómetros	54
2.2	Galgas extensométricas	60
2.2.1	Fundamento: efecto piezorresistivo	60
2.2.2	Tipos y aplicaciones	65
2.3	Detectores de temperatura resistivos (RTD)	68
2.4	Termistores	72
2.4.1	Modelos	72
2.4.2	Tipos y aplicaciones	79
2.4.3	Linealización	83
2.5	Magnetorresistencias	86
2.6	Fotorresistencias (LDR)	88
2.7	Higrómetros resistivos	91
2.8	Resistencias semiconductoras para detección de gases	92
2.9	Problemas	95
2.10	Referencias	97
3.	Acondicionadores de señal para sensores resistivos	99
3.1	Medida de resistencias	99
3.2	Divisores de tensión	103
3.2.1	Potenciómetros	103
3.2.2	Aplicación a termistores	111
3.2.3	Medidas dinámicas	113
3.3	Puente de Wheatstone. Medidas por comparación	114
3.4	Puente de Wheatstone. Medidas por deflexión	117
3.4.1	Sensibilidad y linealidad	117
3.4.2	Linealización analógica de puentes de sensores resistivos.....	122
3.4.3	Calibración y ajuste de puentes de sensores	123
3.4.4	Medidas diferenciales y medias. Compensaciones	125
3.4.5	Alimentación del puente de Wheatstone	132
3.4.6	Alternativas para la detección en el puente de Wheatstone	136
3.5	Amplificadores de instrumentación	137
3.5.1	Amplificadores diferenciales	137
3.5.2	Amplificador de instrumentación basado en dos AO	142
3.5.3	Amplificador de instrumentación basado en tres AO ...	143
3.5.4	Amplificadores de instrumentación monolíticos	150
3.6	Interferencias	150
3.6.1	Tipos de interferencias y su reducción	150
3.6.2	Puesta a masa de circuitos de señal	161
3.6.3	Puesta a masa de blindajes	163
3.6.4	Amplificadores de aislamiento	167

3.7	Problemas	169
3.8	Referencias	171
4.	Sensores de reactancia variable y electromagnéticos	173
4.1	Sensores capacitivos	173
4.1.1	Condensador variable	173
4.1.2	Condensador diferencial	183
4.2	Sensores inductivos	187
4.2.1	Sensores basados en una variación de reluctancia	187
4.2.2	Sensores basados en corrientes de Foucault	192
4.2.3	Transformadores diferenciales (LVDT)	194
4.2.4	Transformadores variables	202
4.2.5	Sensores magnetoelásticos	214
4.2.6	Sensores basados en el efecto Wiegand	216
4.3	Sensores electromagnéticos	218
4.3.1	Sensores basados en la ley de Faraday	218
4.3.2	Sensores basados en el efecto Hall	224
4.4	Problemas	229
4.5	Referencias	231
5.	Acondicionadores de señal para sensores de reactancia variable	232
5.1	Problemas y alternativas	232
5.2	Puentes y amplificadores de alterna	235
5.2.1	Sensibilidad y linealidad	235
5.2.2	Linealización analógica de puentes capacitivos	239
5.2.3	Amplificadores de alterna. Desacoplamiento	240
5.2.4	Blindajes electrostáticos. Guardas activas	243
5.2.5	Convertidores de señal alterna-continua	245
5.3	Amplificadores de portadora y detección coherente	247
5.3.1	Fundamento y estructura del amplificador de portadora	247
5.3.2	Detectores de fase	252
5.3.3	Aplicación al LVDT	259
5.4	Acondicionadores específicos para sensores capacitivos	260
5.5	Convertidores resolver a digital y digital a resolver	263
5.5.1	Convertidores sincro-resolver	263
5.5.2	Convertidores digital a resolver (D/R)	266
5.5.3	Convertidores resolver a digital (R/D)	267
5.6	Problemas	269
5.7	Referencias	271
6.	Sensores generadores	273
6.1	Sensores termoelectrónicos: termopares	273
6.1.1	Efectos termoelectrónicos reversibles	273
6.1.2	Tipos de termopares	277
6.1.3	Normas de aplicación práctica para los termopares	282

VIII Índice general

6.1.4	Compensación de la unión de referencia en circuitos de termopares	285
6.2	Sensores piezoeléctricos	288
6.2.1	Efecto piezoeléctrico	288
6.2.2	Materiales piezoeléctricos	292
6.2.3	Aplicaciones	293
6.3	Sensores piroeléctricos	299
6.3.1	Efecto piroeléctrico	299
6.3.2	Materiales piroeléctricos	301
6.3.3	Radiación: leyes de Planck, Wien y Stefan-Boltzmann ..	301
6.3.4	Aplicaciones	304
6.4	Sensores fotovoltaicos	305
6.4.1	Efecto fotovoltaico	305
6.4.2	Materiales y aplicaciones	306
6.5	Sensores electroquímicos	307
6.6	Problemas	310
6.7	Referencias	312
7.	Acondicionadores de señal para sensores generadores	314
7.1	Amplificadores con bajas derivas	315
7.1.1	Desequilibrios y derivas en amplificadores operacionales	315
7.1.2	Amplificadores operacionales con autocorrección de la deriva	322
7.1.3	Amplificadores compuestos	324
7.1.4	Desequilibrios y derivas en amplificadores de instrumentación	325
7.2	Amplificadores electrométricos	327
7.2.1	Amplificadores de transimpedancia	328
7.2.2	Electrómetros logarítmicos	330
7.2.3	Electrómetros con puente de varactores	332
7.2.4	Medida de corrientes débiles mediante integración	334
7.2.5	Precauciones en el diseño de circuitos electrométricos ..	335
7.3	Amplificadores de carga	337
7.4	Ruido en amplificadores	342
7.4.1	Ruido en amplificadores operacionales	342
7.4.2	Ruido en amplificadores de instrumentación	349
7.5	Derivas y ruido en resistencias	351
7.5.1	Derivas en resistencias	351
7.5.2	Derivas en resistencias variables (potenciómetros)	354
7.5.3	Ruido en resistencias	355
7.6	Problemas	357
7.7	Referencias	358
8.	Sensores digitales	359
8.1	Codificadores de posición	359

8.1.1	Codificadores incrementales	360
8.1.2	Codificadores absolutos	366
8.2	Sensores autorresonantes	370
8.2.1	Sensores basados en resonadores de cuarzo	371
8.2.2	Galgas acústicas	374
8.2.3	Sensores basados en cilindros vibrantes	375
8.2.4	Sensores basados en dispositivos de ondas superficiales (SAW)	376
8.2.5	Caudalímetros de vórtices (digitales)	379
8.3	Problemas	380
8.4	Referencias	380
9.	Otros métodos de detección	382
9.1	Sensores basados en uniones semiconductoras	382
9.1.1	Termómetros basados en uniones semiconductoras	383
9.1.2	Magnetodiodos y magnetotransistores	387
9.1.3	Fotodiodos y fototransistores	388
9.1.4	Detectores de radiaciones nucleares basados en uniones <i>p-n</i>	396
9.2	Sensores basados en transistores MOSFET	398
9.3	Sensores basados en dispositivos de acoplamiento de carga (CCD)	401
9.3.1	Fundamentos	401
9.3.2	Tipos de sensores de imagen CCD y sus aplicaciones	404
9.4	Sensores basados en ultrasonidos	408
9.4.1	Fundamento	408
9.4.2	Aplicaciones	410
9.5	Sensores basados en fibras ópticas	414
9.6	Biosensores	417
9.7	Problemas	419
9.8	Referencias	421
10.	Sensores inteligentes e instrumentación digital	423
10.1	Concepto de sensor inteligente	424
10.2	Técnicas de compensación integrables	425
10.3	Osciladores variables	427
10.3.1	Osciladores senoidales	428
10.3.2	Osciladores de relajación	434
10.3.3	Osciladores variables CMOS	437
10.3.4	Linealidad en osciladores variables	439
10.4	Conversión a frecuencia o periodo	440
10.4.1	Conversión tensión-frecuencia	441
10.4.2	Conversión directa a frecuencia o periodo	443
10.5	Interfaces directas sensor-microcontrolador	446
10.5.1	Medidas de frecuencia	447
10.5.2	Medidas de periodo y tiempo	448

X *Índice general*

10.5.3	Cálculos y compensaciones	453
10.5.4	Medidas de velocidad. Tacómetros digitales	455
10.6	Sistemas de comunicación para sensores	457
10.6.1	Telemedida por corriente: bucle 4-20 mA	458
10.6.2	Comunicación simultánea analógica y digital: HART ...	460
10.6.3	Instrumentación digital: buses para sensores	461
10.7	Problemas	463
10.8	Referencias	464
Apéndice. Soluciones de los problemas		465
<u>Índice alfabético</u>		<u>474</u>

Prólogo de la primera edición

Las aplicaciones de la electrónica, presentes actualmente en innumerables aspectos de nuestra vida cotidiana, no serían posibles sin los sensores. Sin la capacidad que éstos ofrecen de medir las magnitudes físicas para su conocimiento o control, muchos de los dispositivos electrónicos no serían más que simples curiosidades de laboratorio.

La utilización de sensores es indispensable en la automatización de industrias de proceso y manufacturados, incluida la robótica, en ingeniería experimental, en sectores no productivos como son el ahorro energético y el control ambiental (aire, ruido, calidad del agua), en automóviles y electrodomésticos, en la agricultura y medicina, etc. Incluso los equipos de gestión de datos, alejados de las aplicaciones industriales, incorporan internamente para su funcionamiento correcto varios sensores. Piénsese, por ejemplo, en el control de la posición de las cabezas de lectura en discos magnéticos. En el futuro, el diseño de sensores basados en semiconductores (en particular el silicio), fibras ópticas y nuevos materiales como polímeros y elastómeros, no hará sino aumentar su importancia, al extender sus campos de aplicación.

Esta indiscutible importancia de los sensores contrasta con la escasa bibliografía disponible sobre ellos, en particular desde la perspectiva de la ingeniería electrónica. Este libro pretende ser una contribución a llenar este vacío. Se exponen aquí los principios de funcionamiento de los sensores más comunes, y se discuten sus ventajas e inconvenientes. Pero, entendiendo que esto es insuficiente para el ingeniero electrónico que debe abordar problemas de diseño de sistemas de medida, se tratan también los circuitos de acondicionamiento de señal asociados a los diversos sensores expuestos. Se cubre así el campo que va desde la variable física hasta la entrada del dispositivo periférico que requieren los microprocesadores en estas aplicaciones, cual es el convertidor A/D.

Dado que la elección del sensor condiciona la sensibilidad, exactitud y estabilidad de los instrumentos de medida, hemos considerado importante cubrir un amplio número de sensores ofreciendo en la medida de lo posible algunos ejemplos de sus especificaciones reales, que se han recogido en diversos cuadros a lo largo del libro. Se han dejado de lado aquellos dispositivos cuyo interés principal está más en el área de la investigación que en la de las aplicaciones. Se han incluido también algunos ejemplos de diseño de circuitos, y se plantean problemas al final de cada capítulo. Su solución, comentada, está en un apéndice al final del libro. Para los componentes electrónicos se dan también especificaciones reales, y para facilitar el uso de catálogos de fabricantes, indispensable en toda tarea de diseño,

XII *Prólogo de la primera edición*

se dan los términos ingleses correspondientes a los vocablos castellanos utilizados. Al principio de cada capítulo hay un comentario breve a modo de presentación y como ayuda didáctica para su introducción.

Los sensores descritos se han agrupado de acuerdo con un criterio electrónico. Es decir, según se trate de resistencias, inductancias o condensadores variables, o de generadores de tensión, carga o corriente. Aparte están los sensores digitales, y los basados en otros principios (uniones semiconductoras, fibras ópticas, ultrasonidos, ...). Esta clasificación facilita el estudio de los circuitos asociados, pero no ignoramos que el problema real no es tanto el de buscar una posible aplicación, a una resistencia variable por ejemplo, sino el de medir un caudal, una presión o una temperatura. Por esta razón, hay un apartado dedicado a los sensores de las magnitudes más comunes y se dan ejemplos de aplicaciones para cada uno de los sensores descritos. Entendemos que con nuestro método se estimula la búsqueda y desarrollo de soluciones propias, sin tener que pensar siempre en la compra de subsistemas acabados, incluso para los problemas más elementales.

La dificultad de las herramientas matemáticas empleadas varía de unos a otros casos, pero está siempre al alcance de técnicos de grado medio. Los desarrollos matemáticos se han simplificado pero sin comprometer su claridad. Para mayor comodidad, todas las fórmulas matemáticas se han numerado empleando sólo dos números: el primero correspondiente al apartado donde está (no al capítulo), y el segundo correspondiente a su orden. Las figuras y cuadros, en cambio, se han numerado atendiendo al capítulo. Las figuras de los ejemplos y problemas vienen precedidas, respectivamente, de una E o una P. En las figuras, los cruces de líneas no son una conexión, salvo que se indique lo contrario mediante un pequeño círculo negro.

Por su organización y contenido, este libro está dirigido ante todo a estudiantes de ingeniería electrónica, en sus diversos niveles. Además de la clasificación sistemática de los diversos sensores como dispositivos electrónicos, al ingeniero profesional le pueden interesar en particular algunas de las soluciones originales planteadas en el acondicionamiento de señales, o la generalización de las ofrecidas por algunos fabricantes en sus notas de aplicación. Esperamos que a todos ellos les sean útiles las citas de fechas correspondientes a distintos descubrimientos, cuando menos para no caer en la tentación de pensar que todo vino después del transistor (1947), del amplificador operacional (1963) o del microprocesador (1971). El sensor fue muchas veces antes. Al ingeniero electrónico le corresponde aplicar toda la potencia de los circuitos integrados para que la información que ofrecen los sensores sea más útil y dé lugar a sistemas más económicos, más fiables y más eficientes que redunden en beneficio del hombre, limitado en su capacidad de percepción pero con una inteligencia y creatividad inigualables.

RAMÓN PALLÁS ARENY

Prólogo a la segunda edición

Este libro es la segunda edición de *Transductores y acondicionadores de señal*, publicada por Marcombo en 1989. Desde que fue escrita dicha obra se han producido dos hechos importantes que la afectan directamente. En primer lugar, la publicación de una versión en inglés (*Sensors and signal conditioning*, R. Pallás Areny y John G. Webster, John Wiley & Sons, 1991). En segundo lugar, la publicación por el mismo autor de *Adquisición y distribución de señales* (Marcombo, 1993).

El cambio más notable en la versión inglesa fue el título, donde se empleó sensores en vez de transductores. Se había impuesto la tendencia a llamar sensores a los transductores de entrada y actuadores (o accionamientos) a los transductores de salida. Otros cambios, amén de múltiples detalles y retoques, fueron una mejora de los apartados dedicados a los sensores fotoeléctricos, piroeléctricos y basados en filtros de ondas acústicas superficiales (SAW), y un apartado nuevo dedicado a los sensores de imagen CCD. Además, a las 100 referencias previas se añadieron 30 nuevas, todas ellas posteriores a 1986.

La publicación de *Adquisición y distribución de señales* afecta a esta obra porque amplía con gran detalle los temas de adquisición de señales, incluido el multiplexado por división del tiempo (TDM), y plantea sistemáticamente el análisis de errores en los circuitos electrónicos de sistemas de medida. En cambio, los sensores y el acondicionamiento de señales se tratan allí de forma muy escueta.

Los sensores en sí mismos han experimentado también cambios notables desde 1989. En primer lugar, se ha pasado de un mercado dominado por las aplicaciones en control de procesos continuos (con las medidas clásicas de temperatura, presión, caudal y nivel), a un mercado donde las aplicaciones al automóvil, la robótica, el control de la contaminación, las fotocopiadoras y ordenadores personales, los electrodomésticos, la domótica (incluyendo HVAC, «Heating, Ventilating and Air Conditioning»), etc., son a veces las que determinan los mayores avances en un tipo de sensores concreto.

En segundo lugar, al ser muchas de estas nuevas aplicaciones de gran consumo y en ambientes no extremos, se ha extendido el uso de sensores basados en semiconductores, que permiten una producción a gran escala. Se usa sobre todo el silicio, pero también el arseniuro de galio (en emisores de luz y sensores de efecto Hall), y varios óxidos para detectar concentraciones de gases. Los mayores avances han sido en sensores de presión y acelerómetros realizados por micromecanizado, y algunos sensores de gases.

En tercer lugar, la reducción del precio de los procesadores (digitales) de información ha extendido las aplicaciones de los microprocesadores (μP) y microcontroladores (μC), y esto ha conllevado un auge de la telemida de señales digitales. En algunos casos, los sensores han pasado de ser un componente mecánico aislado a ser un subsistema electrónico capaz de comunicarse con un sistema basado en microprocesadores, o integrado en dicho sistema y con capacidad de autodiagnóstico. Parece que ahora sí se ve amenazada de verdad la primacía de la telemida con el sistema analógico de 4-20 mA.

Todos estos avances se han producido sin apenas desplazar a ninguno de los sensores clásicos. La tendencia ha sido hacia la apertura de nuevos mercados y el diseño de aplicaciones antes insospechadas o inabordables. Para recoger todos estos avances adecuadamente, sin limitarse a la mera adición de material, que no hubiese sino engrosado innecesariamente el libro, se han introducido numerosos cambios respecto a la primera edición. Aparte del uso de «sensores» en vez de «transductores», en el título y en el texto, el cambio más notable es la sustitución del antiguo capítulo 10 por otro dedicado a Sensores Inteligentes e Instrumentación digital. Se ha trasladado a este capítulo, y ampliado notablemente, el material sobre osciladores variables, que antes se trataban en el acondicionamiento de sensores de reactancia variable. Se ha añadido un apartado sobre interfaces directas sensor-microcontrolador, con ejemplos de diseño resueltos. Además de dicho capítulo, se han añadido siete apartados nuevos (desde sensores basados en CCD a biosensores, y desde materiales y micromecanizado hasta derivas y ruido en resistencias. Hay también once nuevos subapartados, desde sensores de nivel hasta detectores semiconductores para radiaciones ionizantes. Las referencias han pasado de 100 a 196, habiéndose sustituido varias de las más antiguas por otras más nuevas. Se han añadido o modificado 123 figuras, y se han reorganizado varias de ellas para que ocuparan menos espacio.

Es obvio decir que todos estos cambios pretenden hacer más útil el libro, sin modificar su orientación a la comprensión y utilización de dispositivos sensores en el diseño de instrumentación electrónica, con énfasis en los circuitos electrónicos analógicos de precisión. Entendemos que la orientación al diseño y a la aplicación explican en gran manera la buena acogida que tuvo la primera edición.

Después de 14 años de impartir estas materias en cursos universitarios, sería injusto no reconocer la contribución de numerosos estudiantes que han detectado erratas, sugerido mejoras, y criticado hasta el último detalle de las soluciones de los problemas. Sirvan estas palabras como agradecimiento colectivo. Quiero también dar las gracias a Miguel García Hernández, que me ha honrado al utilizar la primera edición como texto para sus clases; a Manuel Vargas, que con rigor y paciencia infinita me indicó múltiples erratas y sugirió algunas mejoras; y a Francesc Daura, que con sus críticas constructivas ha contribuido a mejorar la orientación de algunos temas para que fueran más útiles a los profesionales de la industria. El esfuerzo de escribir un libro técnico es más llevadero cuando el autor tiene la suerte de tener alumnos tan entusiastas y amigos tan competentes.

RAMÓN PALLÁS ARENY

Capítulo 1

Introducción a los sistemas de medida

1.1 CONCEPTOS GENERALES Y TERMINOLOGÍA

1.1.1 Sistemas de medida

Se denomina sistema a la combinación de dos o más elementos, subconjuntos y partes necesarias para realizar una o varias funciones. En los sistemas de medida, esta función es la asignación objetiva y empírica de un número a una propiedad o cualidad de un objeto o evento, de tal forma que la describa. Es decir, el resultado de la medida debe ser: independiente del observador (objetiva), basada en la experimentación (empírica), y de tal forma que exista una correspondencia entre las relaciones numéricas y las relaciones entre las propiedades descritas.

Los objetivos de la medida pueden ser: la vigilancia o seguimiento de procesos, como es el caso de la medida de la temperatura ambiente, de los contadores de gas y de agua, de la monitorización clínica, etc.; el control de un proceso, como en el caso de un termostato o el control de nivel en un depósito; y también puede ser una necesidad de la ingeniería experimental, como sucede con el estudio de la distribución de temperaturas en el interior de una pieza irregular, o de las fuerzas sobre el conductor simulado de un vehículo cuando éste choca contra un objeto. Por el volumen o la naturaleza de la información deseada, los sistemas CAD no permiten por el momento prescindir de este tipo de estudios. Las medidas en prototipos son además necesarias para verificar los resultados de los modelos desarrollados en un ordenador.

En la figura 1.1 se describe la estructura general de un sistema de medida y control. En un sentido amplio, la realización de una medida implica, pues, además de la adquisición de la información, realizada por un elemento sensor o transductor, también el procesamiento de dicha información y la presentación de resultados, de forma que puedan ser percibidos por nuestros sentidos. Cualquiera de es-

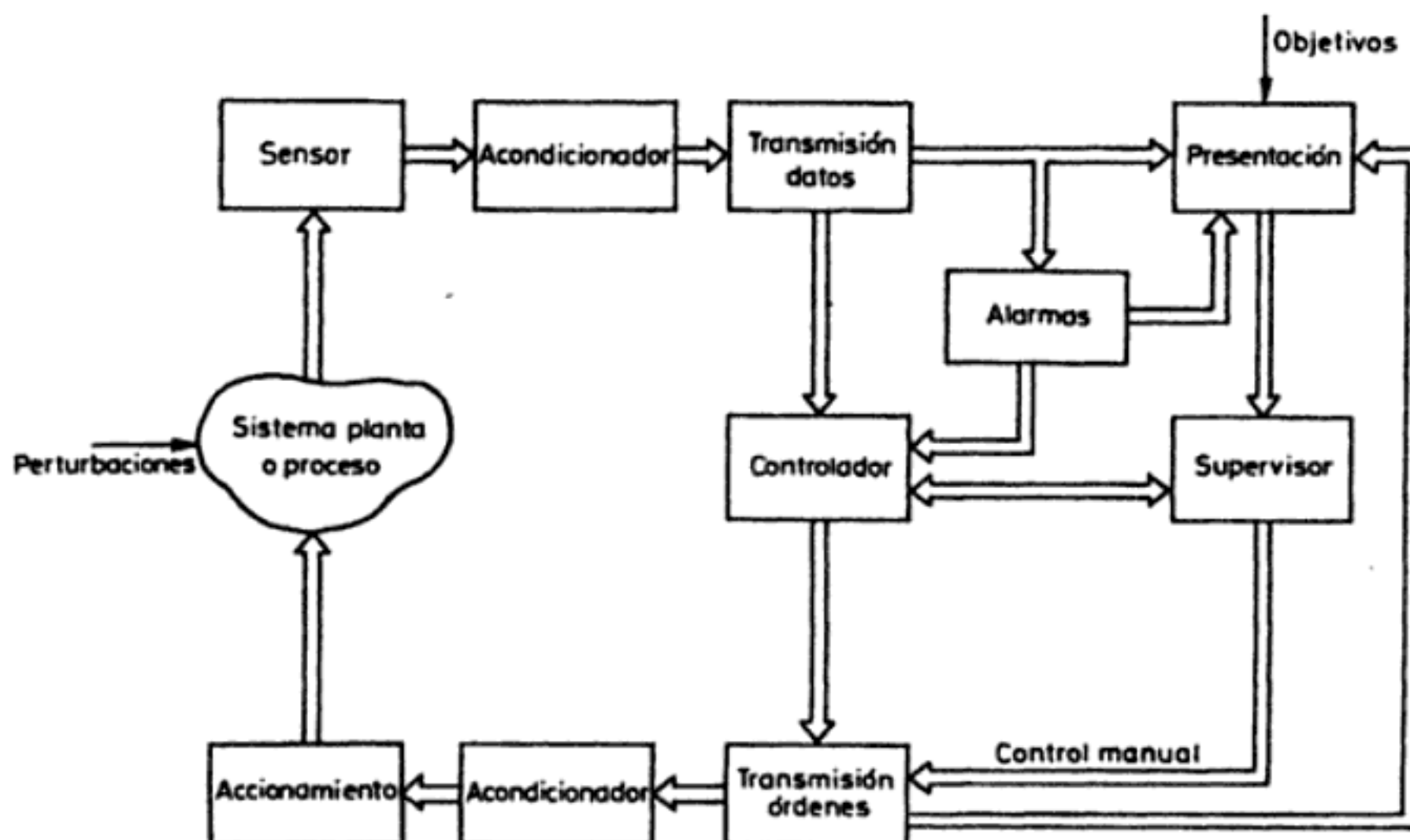


Figura 1.1 Estructura general de un sistema de medida y control.

tas funciones puede ser local o remota, implicando ello, en este segundo caso, la necesidad de transmitir la información.

1.1.2 Transductores, sensores y accionamientos

Se denomina transductor, en general, a todo dispositivo que convierte una señal de una forma física en una señal correspondiente pero de otra forma física distinta. Es, por tanto, un dispositivo que convierte un tipo de energía en otro. Esto significa que la señal de entrada es siempre una energía o potencia, pero al medir, una de las componentes de la señal suele ser tan pequeña que puede despreciarse, y se interpreta que se mide sólo la otra componente.

Al medir una fuerza, por ejemplo, se supone que el desplazamiento del transductor es despreciable, es decir, que no se «carga» al sistema, ya que de lo contrario podría suceder que éste fuera incapaz de aportar la energía necesaria para el desplazamiento. Pero en la transducción siempre se extrae una cierta energía del sistema donde se mide, por lo que es importante garantizar que esto no lo perturba.

Dado que hay seis tipos de señales: mecánicas, térmicas, magnéticas, eléctricas, ópticas y moleculares (químicas), cualquier dispositivo que convierta una señal de un tipo en una señal de otro tipo debería considerarse un transductor, y la señal de salida podría ser de cualquier forma física «útil». En la práctica, no obstante, se consideran transductores por antonomasia aquellos que ofrecen una señal de salida eléctrica. Ello se debe al interés de este tipo de señales en la mayoría de procesos de medida. Los sistemas de medida electrónicos ofrecen, entre otras, las siguientes ventajas:

1. Debido a la estructura electrónica de la materia, cualquier variación de un parámetro no eléctrico de un material viene acompañada por la variación de un parámetro eléctrico. Eligiendo el material adecuado, esto permite realizar transductores con salida eléctrica para cualquier magnitud física no eléctrica.

2. Dado que en el proceso de medida no conviene extraer energía del sistema donde se mide, lo mejor es amplificar la señal de salida del transductor. Con amplificadores electrónicos se pueden obtener fácilmente ganancias de potencia de 10^{10} en una sola etapa, a baja frecuencia.

3. Además de la amplificación, hay una gran variedad de recursos, en forma de circuitos integrados, para acondicionar o modificar las señales eléctricas. Incluso hay transductores que incorporan físicamente en un mismo encapsulado parte de estos recursos.

4. Existen también numerosos recursos para presentar o registrar información si se hace electrónicamente, pudiéndose manejar no sólo datos numéricos, sino también textos, gráficos y diagramas.

5. La transmisión de señales eléctricas es más versátil que la de señales mecánicas, hidráulicas o neumáticas, y si bien no hay que olvidar que éstas pueden ser más convenientes en determinadas circunstancias, como pueden ser la presencia de radiaciones ionizantes o atmósferas explosivas, en muchos casos estos sistemas han sido sustituidos por otros eléctricos. De hecho, mientras en industrias de proceso (química, petróleo, gas, alimentación, textil, etc.), donde se introdujeron en seguida los sistemas automáticos, se encuentran actualmente sistemas neumáticos junto a sistemas eléctricos más recientes, en cambio en las industrias de manufacturados, donde hay una serie de procesos discontinuos y que son de automatización más reciente, apenas hay sistemas neumáticos.

Un sensor es un dispositivo que, a partir de la energía del medio donde se mide, da una señal de salida transducible que es función de la variable medida.

Sensor y transductor se emplean a veces como sinónimos, pero sensor sugiere un significado más extenso: la ampliación de los sentidos para adquirir un conocimiento de cantidades físicas que, por su naturaleza o tamaño, no pueden ser percibidas directamente por los sentidos. Transductor, en cambio, sugiere que la señal de entrada y la de salida no deben ser homogéneas. Para el caso en que lo fueran se propuso el término «modificador», pero no ha encontrado aceptación.

La distinción entre transductor de entrada (señal física/señal eléctrica) y transductor de salida (señal eléctrica/presentación) está prácticamente en desuso. La tendencia actual, particularmente en robótica, es emplear el término sensor (o captador en bibliografía francesa) para designar el transductor de entrada, y el término actuador o accionamiento para designar el transductor de salida. Los primeros pretenden la obtención de información, mientras que los segundos buscan la conversión de energía.

En esta obra utilizamos el término sensor para referirnos a los transductores de entrada. No se tratan los accionamientos o transductores de salida. A veces, sobre todo en el caso de la medida de magnitudes mecánicas, puede señalarse la presencia de un elemento designado como sensor primario, que convierte la variable de medida en una señal de medida, siendo el sensor electrónico quien la convierte

en una señal eléctrica. Un método para medir una diferencia de presiones, por ejemplo, consiste en emplear un diafragma cuya deformación se mide mediante una galga extensométrica (apartados 1.7.2 y 2.2). En este caso el diafragma es el sensor primario y la galga hace la transducción. No obstante, se denomina transductor al conjunto de ambos elementos junto con su encapsulado y conexiones.

1.1.3 Acondicionamiento y presentación

Los acondicionadores de señal, adaptadores o amplificadores, en sentido amplio, son los elementos del sistema de medida que ofrecen, a partir de la señal de salida de un sensor electrónico, una señal apta para ser presentada o registrada o que simplemente permita un procesamiento posterior mediante un equipo o instrumento estándar. Consisten normalmente en circuitos electrónicos que ofrecen, entre otras funciones, las siguientes: amplificación, filtrado, adaptación de impedancias y modulación o demodulación.

Si se considera, por ejemplo, el caso en que una de las etapas de tratamiento de la señal de medida es digital, si la salida del sensor es analógica, que es lo más frecuente, hará falta un convertidor A/D. Éstos tienen una impedancia de entrada limitada, exigen que la señal aplicada sea continua o de frecuencia de variación lenta, y que su amplitud esté entre unos límites determinados, que no suelen exceder de 10 V. Todas estas exigencias obligan a interponer un acondicionador de señal entre el sensor, que muchas veces ofrece señales de apenas unos milivoltios, y el convertidor A/D.

La presentación de los resultados puede ser de forma analógica (óptica, acústica o táctil) o numérica (óptica). El registro puede ser magnético o sobre papel, e incluso electrónico (memorias eléctricas), y exige siempre que la información de entrada esté en forma eléctrica.

1.1.4 Interfaces, dominios de datos y conversiones

En los sistemas de medida, las funciones de transducción, acondicionamiento, procesamiento y presentación, no siempre se pueden asociar a elementos físicos distintos. Además, la separación entre el acondicionamiento y el procesamiento puede ser a veces difícil de definir. Pero, en general, siempre es necesaria una acción sobre la señal del sensor antes de su utilización final. Con el término interfaz se designa, en ocasiones, el conjunto de elementos que modifican las señales, cambiando incluso de dominio de datos, pero sin cambiar su naturaleza, es decir, permaneciendo siempre en el dominio eléctrico.

Se denomina dominio de datos al nombre de una magnitud mediante la que se representa o transmite información. El concepto de dominios de datos y el de conversiones entre dominios, es de gran interés para describir los transductores y los circuitos electrónicos asociados [1]. En la figura 1.2 se representa un diagrama con algunos de los posibles dominios, detallando en particular ciertos dominios eléctricos.

En el dominio analógico, la información está en la amplitud de la señal, bien se trate de carga, corriente, tensión o potencia. En el dominio temporal, la información no está en las amplitudes de las señales, sino en las relaciones temporales: periodo o frecuencia, anchura de pulsos, fase. En el dominio digital, las señales tienen sólo dos niveles. La información puede estar en el número de pulsos, o venir representada por palabras serie o paralelo codificadas.

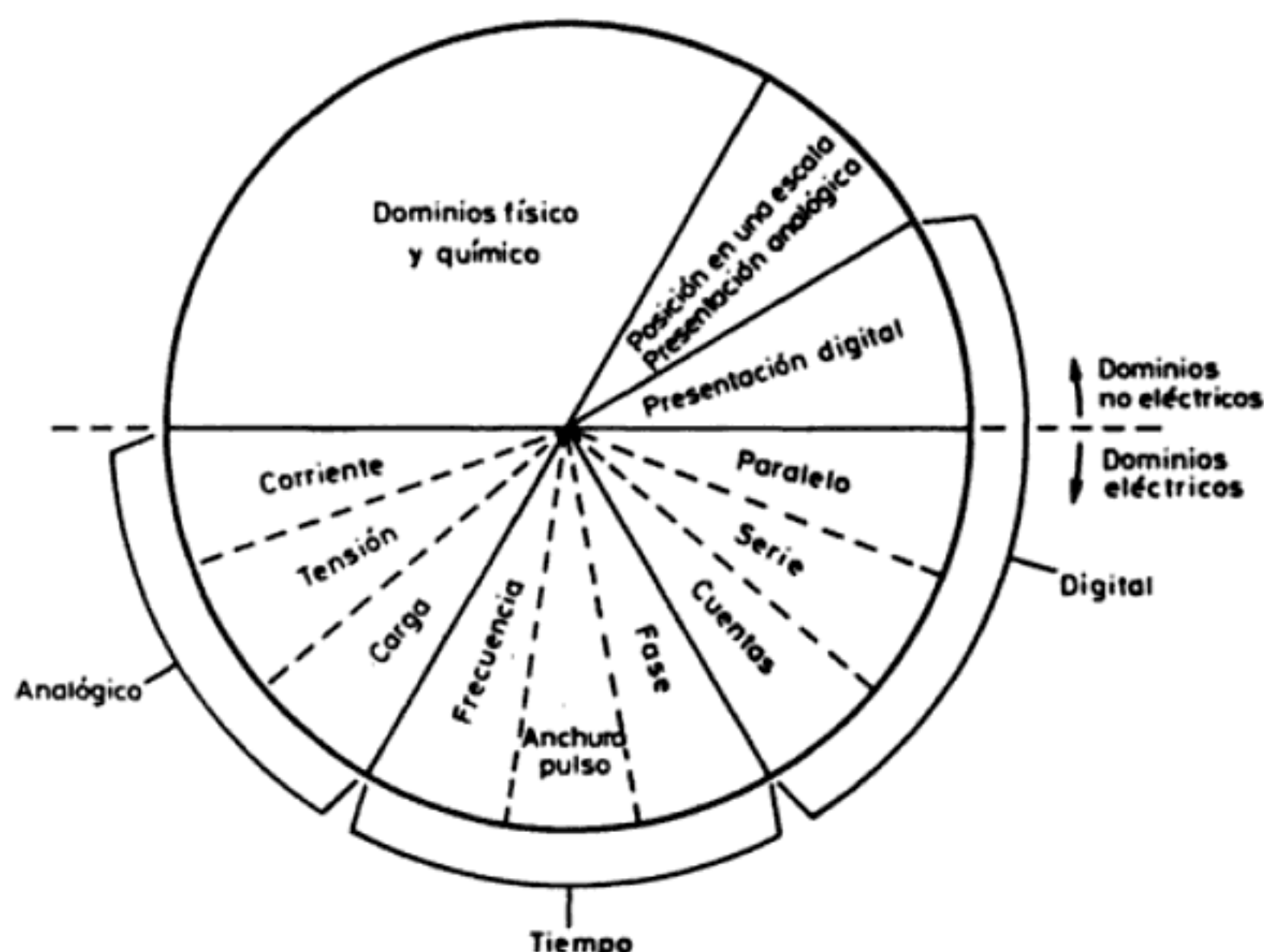


Figura 1.2 Dominios de datos [1].

El dominio analógico es, en general, el más susceptible a interferencias eléctricas (apartado 1.3.1). En el dominio temporal, la variable codificada no se puede medir, es decir, convertir al dominio de números, de forma continua, sino que hay que esperar un ciclo o la duración de un pulso. En el dominio digital, la obtención de números es inmediata.

La estructura de un sistema de medida refleja, pues, las conversiones entre dominios que se realizan, e influye particularmente en ella el que se trate de una medida directa o indirecta.

Una medida física es directa cuando se deduce información cuantitativa acerca de un objeto físico o acción mediante comparación directa con una referencia. A veces se puede hacer simplemente de forma mecánica, como en el caso de una balanza clásica.

En las medidas indirectas la cantidad de interés se calcula a partir de otras medidas y de la aplicación de la ecuación que describe la ley que relaciona dichas magnitudes. Los métodos empleados suelen ser siempre eléctricos. Es el caso, por ejemplo, de la medida de la potencia transmitida por un eje a partir de la medida del par y de la medida de su velocidad de rotación.

1.2 TIPOS DE SENSORES

El número de sensores disponibles para las distintas magnitudes físicas es tan elevado que no se puede proceder racionalmente a su estudio sin clasificarlos previamente de acuerdo con algún criterio. En [10] hay diversos criterios adicionales a los que se expondrán aquí.

Según el aporte de energía, los sensores se pueden dividir en moduladores y generadores. En los sensores moduladores o activos, la energía de la señal de salida procede, en su mayor parte, de una fuente de energía auxiliar. La entrada sólo controla la salida. En los sensores generadores o pasivos, en cambio, la energía de salida es suministrada por la entrada.

Los sensores moduladores requieren en general más hilos que los generadores, ya que la energía de alimentación suele suministrarse mediante hilos distintos a los empleados para la señal. Además, esta presencia de energía auxiliar puede crear un peligro de explosiones en algunos ambientes. Por contra, su sensibilidad se puede modificar a través de la señal de alimentación, lo que no permiten los sensores generadores. La designación de activos y pasivos se emplea en algunos textos con significado opuesto al que se ha dado, por lo que aquí no se hará uso de ella para evitar confusiones.

Según la señal de salida, los sensores se clasifican en analógicos o digitales. En los analógicos la salida varía, a nivel macroscópico, de forma continua. La información está en la amplitud, si bien se suelen incluir en este grupo los sensores con salida en el dominio temporal. Si es en forma de frecuencia, se denominan, a veces, «casidigitales», por la facilidad con que se puede convertir en una salida digital.

En los sensores digitales, la salida varía en forma de saltos o pasos discretos. No requieren conversión A/D y la transmisión de su salida es más fácil. Tienen también mayor fidelidad y mayor fiabilidad, y muchas veces mayor exactitud, pero lamentablemente no hay modelos digitales para muchas de las magnitudes físicas de mayor interés.

Atendiendo al modo de funcionamiento, los sensores pueden ser de deflexión o de comparación. En los sensores que funcionan por deflexión, la magnitud medida produce algún efecto físico, que engendra algún efecto similar, pero opuesto, en alguna parte del instrumento, y que está relacionado con alguna variable útil. Un dinamómetro para la medida de fuerzas es un sensor de este tipo en el que la fuerza aplicada deforma un muelle hasta que la fuerza de recuperación de éste, proporcional a su longitud, iguala la fuerza aplicada.

En los sensores que funcionan por comparación, se intenta mantener nula la deflexión mediante la aplicación de un efecto bien conocido, opuesto al generado por la magnitud a medir. Hay un detector del desequilibrio y un medio para restablecerlo. En una balanza manual, por ejemplo, la colocación de una masa en un platillo provoca un desequilibrio, indicado por una aguja sobre una escala. El operario coloca entonces una o varias masas en el otro platillo hasta alcanzar el equilibrio, que se juzga por la posición de la aguja.

Las medidas por comparación suelen ser más exactas porque el efecto conocido opuesto se puede calibrar con un patrón o magnitud de referencia de calidad.

El detector de desequilibrio sólo mide alrededor de cero y, por lo tanto, puede ser muy sensible y no necesita estar calibrado. Por contra, tienen en principio menor respuesta dinámica y, si bien se pueden automatizar mediante un servomecanismo, no se logra normalmente una respuesta tan rápida como en los de deflexión.

Según el tipo de relación entrada-salida, los sensores pueden ser de orden cero, de primer orden, de segundo orden o de orden superior (apartado 1.5). El orden está relacionado con el número de elementos almacenadores de energía independientes que incluye el sensor, y repercute en su exactitud y velocidad de respuesta. Esta clasificación es de gran importancia cuando el sensor forma parte de un sistema de control en lazo cerrado.

En el cuadro 1.1 se recogen todos estos criterios de clasificación y se dan ejemplos de sensores de cada clase. Cualquiera de estas clasificaciones es exhaustiva, y cada una tiene interés particular para diferentes situaciones de medida. Ahora bien, para el estudio de un gran número de sensores se suele acudir a su clasificación de acuerdo con la magnitud medida. Se habla, en consecuencia, de sensores de temperatura, presión, caudal, humedad, posición, velocidad, aceleración, fuerza, par, etc. Sin embargo, esta clasificación difícilmente puede ser exhaustiva ya que la cantidad de magnitudes que se pueden medir es prácticamente inagotable. Piénsese, por ejemplo, en la variedad de contaminantes químicos en el aire o en el agua, o en la cantidad de proteínas diferentes que hay en el cuerpo humano y que interesa detectar.

Cuadro 1.1 Clasificaciones de los sensores.

<i>Criterio</i>	<i>Clases</i>	<i>Ejemplos</i>
Aporte de energía	Moduladores Generadores	Termistor Termopar
Señal de salida	Analógicos Digitales	Potenciómetro Codificador de posición
Modo de operación	De deflexión De comparación	Acelerómetro de deflexión Servoacelerómetro

Desde el punto de vista de la ingeniería electrónica, es más atractiva la clasificación de los sensores de acuerdo con el parámetro variable: resistencia, capacidad, inductancia, añadiendo luego los sensores generadores de tensión, carga o corriente, y otros tipos no incluidos en los anteriores grupos. Si bien este tipo de clasificación es poco frecuente, es el elegido en este texto, pues permite reducir el número de grupos a unos pocos y se presta bien al estudio de los acondicionadores de señal asociados. En el cuadro 1.2 se recogen los sensores y métodos de detección ordinarios para las magnitudes más frecuentes.

Cuadro 1.2 Sensores y métodos de detección ordinarios para las magnitudes más frecuentes.

Magnitudes									
	Posición Distancia Desplazamiento	Velocidad	Aceleración Vibración	Temperatura	Presión	Caudal Flujo	Nivel	Fuerza	Humedad
Resistivos	Potenciómetros Galgas Magnetorresis- tencias		Galgas + masa- resorte	RTD Termistores	Potencióme- tros + tubo Bourdon	Anemóme- tros de hilo caliente Galgas + vola- dizo Termistores	Potencióme- tro + flota- dor Termistores LDR	Galgas	Humistor
Capacitivos	Condensador di- ferencial				Condensador variable + diafragma		Condensador variable	Galgas capaci- tivas	Dieléctrico variable
Inductivos y electro- magnéticos	LVDT Corrientes Fou- cault Resolver Inductosyn Efecto Hall	Ley Faraday LVT Efecto Hall Corrientes Foucault	LVDT + masa- resorte		LVDT + dia- fragma Reluctancia variable + diafragma	LVDT + rotáme- tro Ley Faraday	LVDT + flo- tador Corrientes Foucault	Magneto- elástico LVDT + célula carga	
Generadores			Piezoeléc- tricos + masa- resorte	Termopares Piroeléctricos	Piezoeléctricos			Piezoeléc- tricos	
Digitales	Codificadores in- crementales y absolutos	Codificadores incrementa- les		Osciladores de cuarzo	Codificador + tubo Bourdon	Vórtices			SAW
Uniones p-n	Fotoeléctricos			Diodo Transistor Convertidores T/I			Fotoeléctricos		
Ultrasonidos	Reflexión	Efecto Doppler				Efecto Doppler Tiempo tránsito Vórtices	Reflexión Absorción		

1.3 CONFIGURACIÓN GENERAL ENTRADA-SALIDA

1.3.1 Interferencias y perturbaciones internas

En un sistema de medida, el sensor es el elemento dispuesto expresamente con la misión de obtener información, en forma de señal eléctrica, sobre la propiedad medida. Pero no sería razonable esperar, a priori, que por una parte el sensor respondiera exclusivamente a la magnitud de interés, y que por otra el origen de las señales de salida fuera únicamente la señal presente a la entrada.

La experiencia demuestra en seguida que esto no es así y, por lo tanto, conviene tener en cuenta esta realidad. El método empleado aquí es el propuesto por Doebelin en [2]. Se denominan interferencias o perturbaciones externas aquellas señales que afectan al sistema de medida como consecuencia del principio utilizado para medir las señales de interés.

Las perturbaciones internas son aquellas señales que afectan indirectamente a la salida debido a su efecto sobre las características del sistema de medida. Pueden afectar tanto a las características relativas a la variable de interés como a las relativas a las interferencias.

En la figura 1.3 se describe gráficamente esta situación. Mediante las letras F se expresa una relación, del tipo que sea (no necesariamente lineal), entre la entrada y salida de cada bloque o subconjunto. Obsérvese que una misma señal puede actuar a la vez como interferencia y como perturbación interna.

Para medir, por ejemplo, una fuerza, es común emplear una galga extensométrica (apartado 2.2). Ésta se basa en la variación de la resistencia eléctrica de un conductor o semiconductor como resultado de aplicarle un esfuerzo. Dado que un cambio de temperatura producirá también una variación del valor de la resis-

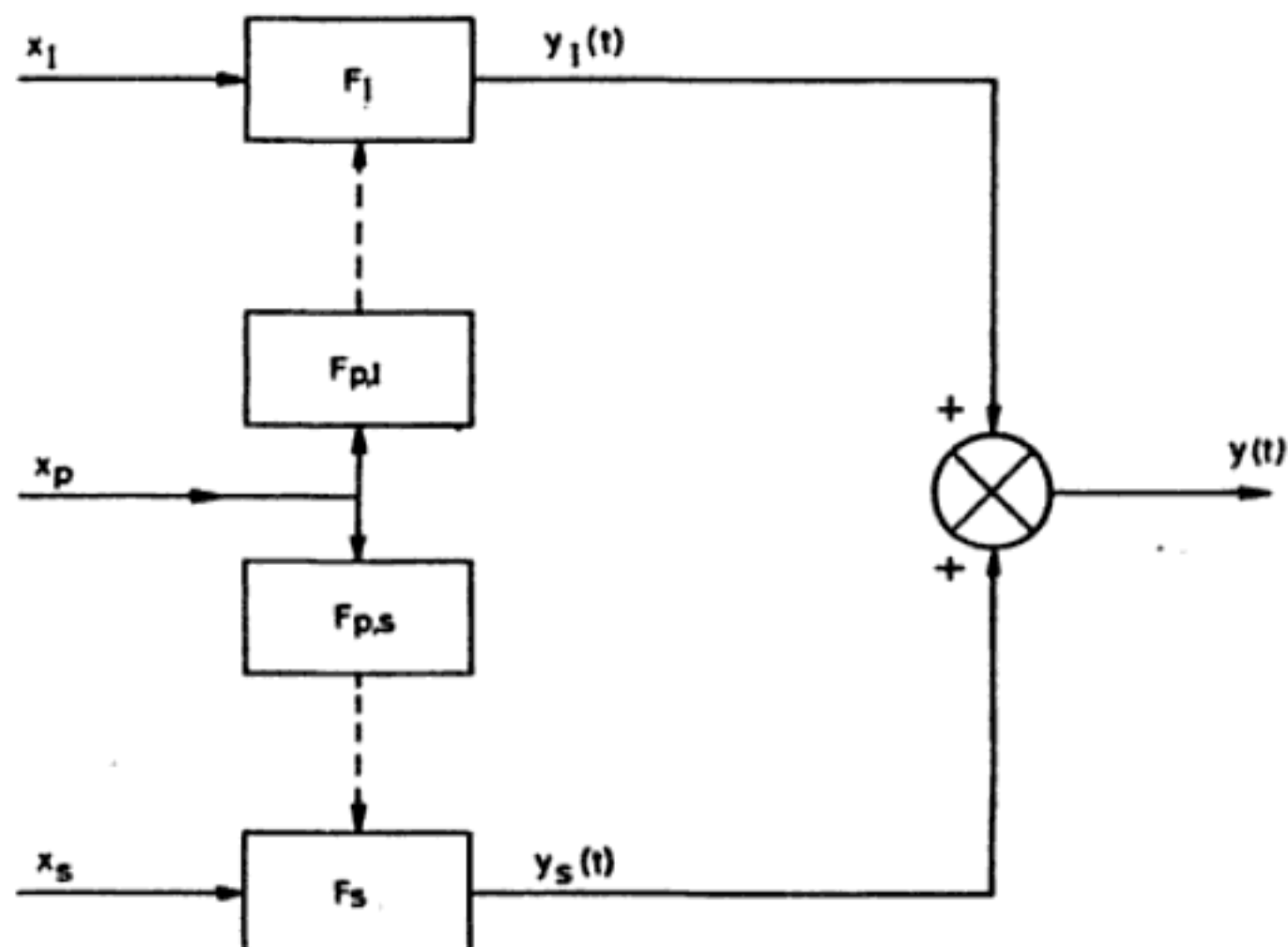


Figura 1.3 Efecto de las perturbaciones internas y externas en los sistemas de medida. x_i es la señal de interés, y es la salida del sistema, x_i es una interferencia o perturbación externa, x_p es una perturbación interna.

cia, se dice que los cambios de temperatura son una interferencia o perturbación externa. A su vez, para la medida de los cambios de resistencia con el esfuerzo aplicado hará falta un amplificador electrónico. Dado que los cambios de temperatura afectarán a las derivas de dicho amplificador y con ellas a la medida, resulta que dichos cambios son también una perturbación interna. Si la fuerza se midiera con un sensor capacitivo (apartado 4.1), los cambios de temperatura dejarían de ser una perturbación externa, pero sus efectos en los circuitos electrónicos no dejarían necesariamente de tener importancia.

1.3.2 Técnicas de compensación

Los efectos de las perturbaciones internas y externas pueden reducirse mediante una alteración del diseño o a base de añadir nuevos componentes al sistema. Un método para ello es el denominado diseño con insensibilidad intrínseca. Se trata de diseñar el sistema de forma que sea inherentemente sensible sólo a las entradas deseadas. En el ejemplo anterior se lograría si se dispusiera de galgas de material con coeficiente de temperatura pequeño. En el caso de sensores de magnitudes mecánicas vectoriales, es el método aplicado para tener una sensibilidad unidireccional y una baja sensibilidad «transversal», es decir, en las direcciones perpendiculares a la de interés. Por razones prácticas obvias, este método no se puede aplicar en todos los casos. En el diseño de circuitos electrónicos, se aplica eligiendo resistores de película metálica y condensadores tipo NP0. Ambos tipos de componentes tienen un bajo coeficiente de temperatura.

El método de la retroacción negativa se aplica con frecuencia para reducir el efecto de las perturbaciones internas, y es el método en el que se basan los sistemas de medida por comparación [12]. El principio se puede representar mediante la figura 1.4a, donde se supone que el sistema de medida, $G(s)$, y la retroacción empleada, $H(s)$, son lineales y se pueden describir mediante su función de transferencia. La relación entrada-salida viene dada por

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \approx \frac{1}{H(s)} \quad (3.1)$$

donde la aproximación es aceptable cuando $G(s)H(s) \gg 1$. Si la retroacción negativa es insensible a la perturbación considerada y está diseñada de forma que el sistema no se haga inestable, resulta entonces que la señal de salida no vendrá afectada por la perturbación.

La viabilidad de una solución de este tipo hay que juzgarla desde la perspectiva de las condiciones físicas de los elementos descritos por $G(s)$ y $H(s)$. La posible insensibilidad de H a la perturbación es una consecuencia de que H maneja menos energía que G . Ello permite, además, que el bloque H pueda ser mucho más exacto y lineal que G . Resulta también que en este caso se extrae menos energía del sistema donde se mide.

El convertidor fuerza-corriente de la figura 1.4b es un ejemplo de sensor que funciona por comparación. La fuerza a medir, F_M , se compara con una fuerza re-

cuperadora, F_R , generada internamente con un sistema electrodinámico (bobina móvil). F_R es proporcional a la corriente I_R que circula por el compensador. I_R se obtiene mediante un amplificador cuya entrada es la salida de un sensor de desplazamiento que detecta la desigualdad entre F_M y F_R . En este caso es un LVDT con devanados conectados en oposición-serie (apartado 4.2.3). Si la ganancia del amplificador es suficientemente grande, se tiene $F_M \approx F_R$. La corriente I_R es entonces una medida de F_M , independiente, por ejemplo, de la linealidad del sensor: basta que éste detecte el desequilibrio.

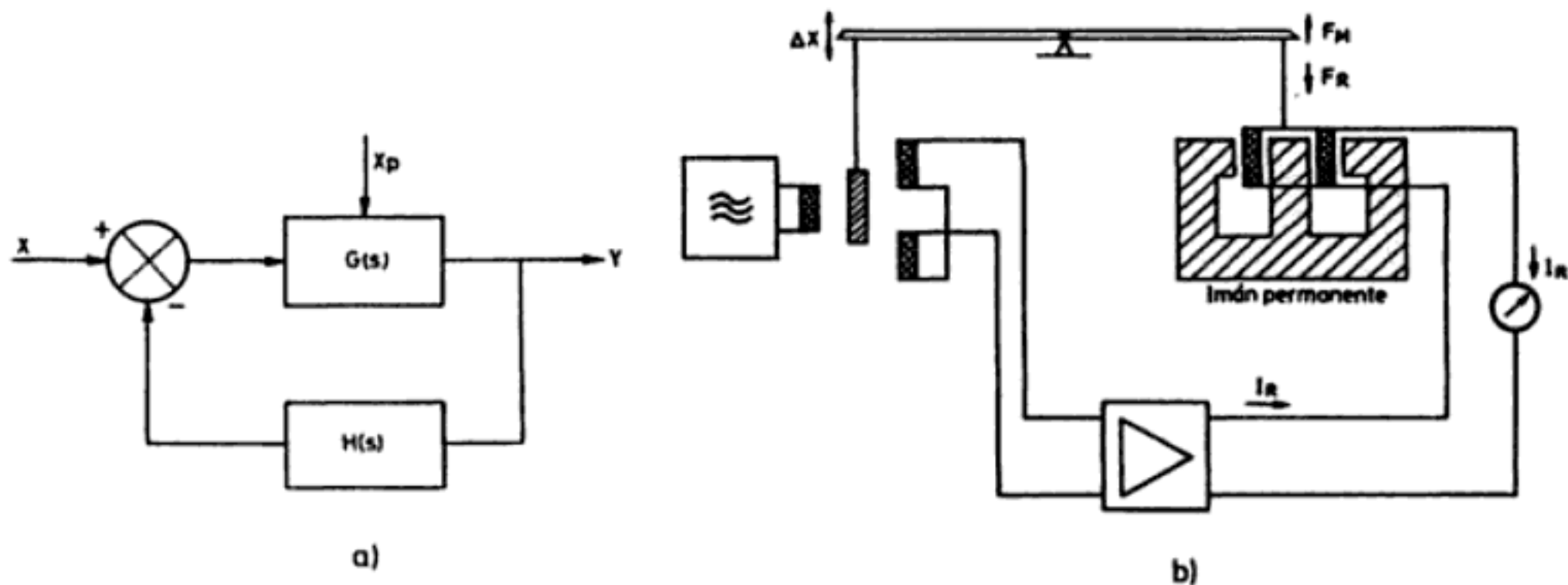


Figura 1.4 a) Método de la retroacción negativa para reducir el efecto de las perturbaciones internas. El bloque H puede ser insensible a dichas perturbaciones porque maneja menos energía que el bloque G . b) Convertidor fuerza-corriente basado en retroacción negativa.

Otra técnica para reducir las interferencias es el filtrado. Un filtro es todo dispositivo que separa señales de acuerdo con su frecuencia u otro criterio. Si los espectros frecuenciales de la señal y las interferencias no se solapan, la utilización de un filtro puede ser efectiva. El filtro puede ponerse en la entrada o en una etapa intermedia. En el primer caso puede ser: eléctrico, mecánico —por ejemplo, para evitar vibraciones—, neumático, térmico —por ejemplo, un blindaje con masa apreciable para evitar los efectos de las turbulencias al medir la temperatura media de un fluido en circulación— o electromagnético. Los filtros dispuestos en las etapas intermedias son casi sin excepción filtros eléctricos.

Una técnica habitual de compensación de perturbaciones es la utilización de entradas opuestas. Se aplica con frecuencia para compensar el efecto de las variaciones de temperatura. Si, por ejemplo, una ganancia varía con la temperatura por depender de una resistencia que tiene coeficiente de temperatura positivo, puede ponerse en serie con dicha resistencia otra que varíe de forma opuesta (con coeficiente de temperatura negativo) y así mantener constante la ganancia a pesar de los cambios de temperatura. También se aplica esta técnica en galgas extensométricas, en la alimentación de puentes resistivos, para compensar el coeficiente de temperatura de galvanómetros y para compensación de vibraciones en sensores piezoeléctricos.

En el capítulo 10 se describen técnicas de compensación adicionales que se aplican en sensores inteligentes.

1.4 CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS DE LOS SISTEMAS DE MEDIDA

El comportamiento del sistema de medida viene condicionado por el sensor empleado. Es por ello importante describir las características de los sensores. Sucede que, en la mayoría de los sistemas de medida, la variable de interés varía tan lentamente que basta con conocer las características estáticas del sensor. Ahora bien, las características estáticas influyen también en el comportamiento dinámico del sensor, es decir, en el comportamiento que presenta cuando la magnitud medida varía a lo largo del tiempo. No obstante, se suele evitar su consideración conjunta por las dificultades matemáticas que entraña, y se procede a la distinción entre características estáticas y características dinámicas, estudiándose por separado. Los conceptos empleados para describir las características estáticas no son de aplicación exclusiva a los sensores, sino que son comunes a todo instrumento de medida.

1.4.1 Exactitud, fidelidad, sensibilidad

La exactitud (en inglés, «accuracy») es la cualidad que caracteriza la capacidad de un instrumento de medida de dar indicaciones que se aproximen al verdadero valor de la magnitud medida. En castellano se emplea como sinónimo de exactitud el término precisión, pero en inglés americano «accuracy» y «precision» no siempre se emplean como sinónimos, según se verá.

El valor «exacto», «verdadero» o «ideal», es el que se obtendría si la magnitud se midiera con un método «ejemplar». Se considera como tal aquel método de medida en el que los expertos coinciden que es suficientemente exacto para la finalidad pretendida con los resultados que se obtengan.

La exactitud de un sensor se determina mediante la denominada calibración estática. Consiste ésta en mantener todas las entradas excepto una a un valor constante. La entrada en estudio se varía entonces lentamente, tomando sucesivamente valores «constantes» dentro del margen de medida, y se van anotando los valores que toma la salida. La representación de estos valores en función de los de la entrada define la curva de calibración. Para poder conocer el valor de la magnitud de entrada, ésta debe tener un valor bien conocido, constituyendo lo que se denomina un «patrón» de referencia. Su valor debe conocerse con una exactitud al menos diez veces mayor que la del sensor que se calibra.

La discrepancia entre la indicación del instrumento y el verdadero valor de la magnitud medida se denomina «error». La diferencia entre la indicación del instrumento y el verdadero valor se denomina error absoluto. A veces se da como porcentaje respecto al máximo valor que puede medir el instrumento (valor de fondo de escala) o con respecto a la diferencia entre el valor máximo y el valor mínimo medibles. Así pues,

$$\text{error absoluto} = \text{resultado} - \text{verdadero valor}$$

Sin embargo, lo más común es especificar el error como cociente entre el error absoluto y el verdadero valor de la magnitud medida, cociente que se denomina error relativo. Éste suele tener dos términos: uno dado como porcentaje (tanto por ciento) de la lectura, y otro constante, que puede estar especificado como porcentaje del fondo de escala o un umbral, o un número de «cuentas» en el caso de instrumentos digitales,

$$\text{error relativo} = \frac{\text{error absoluto}}{\text{verdadero valor}}$$

Para algunos sensores puede que se especifique un error absoluto como porcentaje del fondo de escala, sin más, o bien como porcentaje de la lectura exclusivamente. Si el margen de medida incluye valores pequeños, lo primero implica que en dicha zona del margen se tendrá un error muy grande, mientras que lo segundo da lugar a errores increíblemente pequeños.

Para poder comparar distintos sensores entre sí en cuanto a su exactitud, se introduce la denominada «clase de precisión». Todos los sensores de una misma clase tienen un error en la medida, dentro de su alcance nominal y en unas condiciones establecidas, que no supera un valor concreto, denominado «índice de clase». Este es el error de medida porcentual, referido a un valor convencional que es la amplitud del margen de medida o el valor superior de dicho alcance. Así, un sensor de posición de clase 0,2 y un alcance de 10 mm, en las condiciones ambientales de referencia, tiene un error inferior a 20 μm al medir cualquier posición dentro de dicho alcance.

El valor medido y su inexactitud deben darse con valores numéricos compatibles, de forma que el resultado numérico de la medida no debe tener más cifras de las que se puedan considerar válidas a la luz de la incertidumbre sobre dicho resultado. Por ejemplo, al medir la temperatura ambiente, un resultado de la forma $20^{\circ}\text{C} \pm 1^{\circ}\text{C}$ está expresado correctamente, mientras que las expresiones $20^{\circ}\text{C} \pm 0,1^{\circ}\text{C}$, $20,5^{\circ}\text{C} \pm 1^{\circ}\text{C}$ y $20,5^{\circ}\text{C} \pm 10\%$ son todas incorrectas.

Hay que ser también precavido al traducir unidades, para no aumentar falsamente la precisión. Por ejemplo, una longitud de 19,0 pulgadas (1 pulgada = 25,4 mm) no puede expresarse directamente como 482,6 mm, porque mientras el resultado original da a entender que hay una indeterminación en la cifra de las décimas de pulgada (2,54 mm), el segundo coloca la indeterminación en la cifra de las décimas de milímetro. Es decir, el resultado original da a entender que la longitud real está entre 485 mm y 480 mm, mientras que la traducción directa sugiere que está entre 482,5 mm y 482,7 mm.

La fidelidad (en inglés americano designada a veces como «precision») es la cualidad que caracteriza la capacidad de un instrumento de medida de dar el mismo valor de la magnitud medida, al medir varias veces en unas mismas condiciones determinadas (ambientales, operador, etc.), prescindiendo de su concordancia o discrepancia con el valor real de dicha magnitud. La fidelidad implica que se tenga simultáneamente una conformidad en las sucesivas lecturas y un número alto de cifras significativas y es, por tanto, una condición necesaria pero no suficiente para la exactitud. La figura 1.5 presenta distintas situaciones posibles.

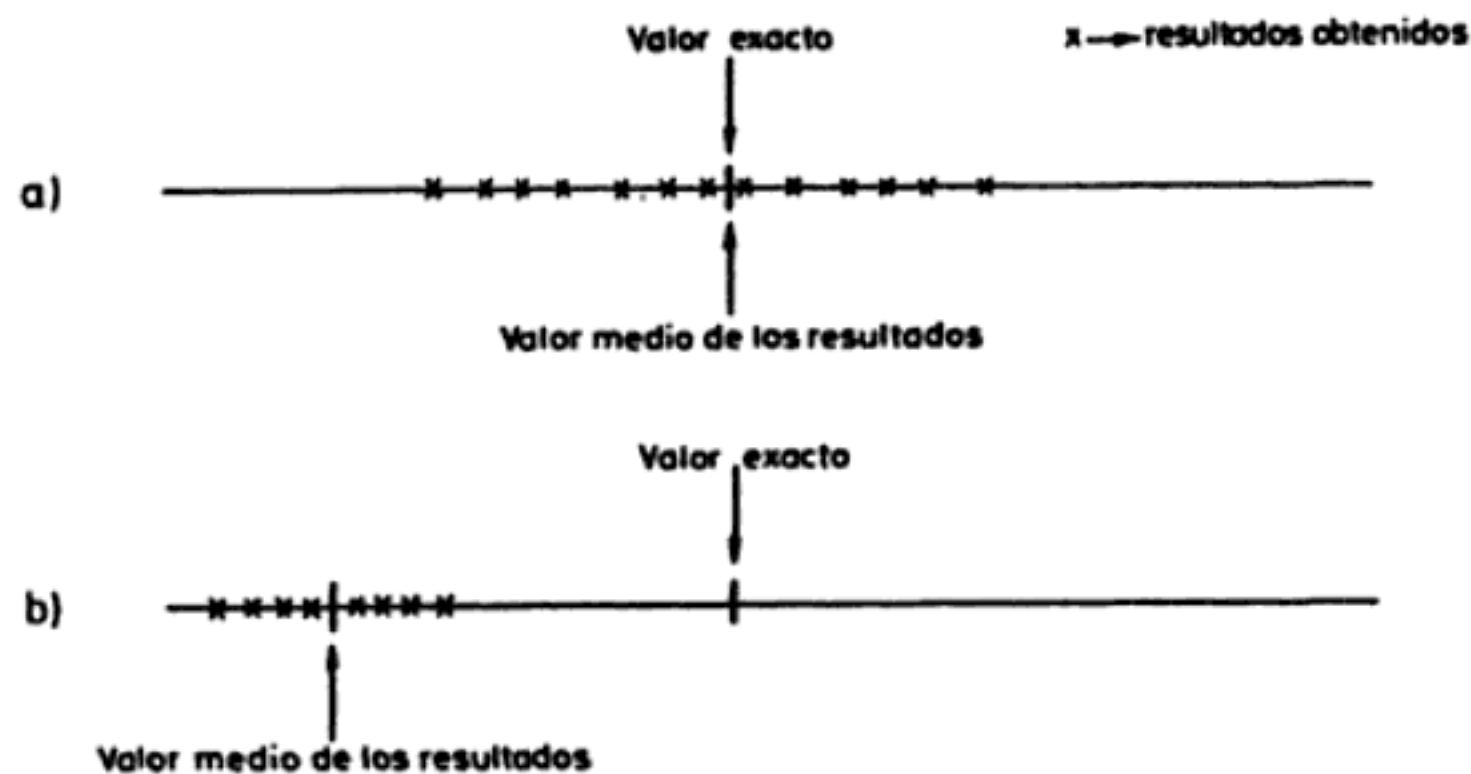


Figura 1.5 Distintas situaciones de medida que indican la diferencia entre exactitud y fidelidad. En el caso a) hay una gran exactitud y una baja fidelidad. En el caso b) la fidelidad es mayor pero hay una gran inexactitud.

La repetibilidad se refiere al mismo hecho, pero cuando las medidas se realizan en un intervalo de tiempo corto. Cuantitativamente, es el valor por debajo del cual se encuentra, con una probabilidad especificada, el valor absoluto de la diferencia entre dos resultados individuales obtenidos en las condiciones antedichas. Si no se dice lo contrario, la probabilidad se toma del 95%.

La reproducibilidad se refiere también al grado de coincidencia entre distintas lecturas individuales cuando se determina el mismo parámetro con un método concreto, pero con un conjunto de medidas a largo plazo o realizadas por personas distintas o con distintos aparatos o en diferentes laboratorios. Cuantitativamente, es el valor por debajo del que se encuentra, con una probabilidad especificada, el valor absoluto de la diferencia entre dos resultados individuales obtenidos en las condiciones anteriores. Si no se dice lo contrario, la probabilidad se toma del 95%.

En sensores, cuando hay una variación de la salida a lo largo del tiempo se habla a veces de «inestabilidad», y se dice que el sensor tiene derivas. En particular, se especifican a veces las denominadas derivas de cero y derivas del factor de escala. La deriva de cero expresa la variación de la salida con entrada nula. La deriva del factor de escala expresa la variación de la sensibilidad.

La sensibilidad o factor de escala es la pendiente de la curva de calibración, que puede ser o no constante a lo largo de la escala de medida. Para un sensor cuya salida esté relacionada con la entrada x mediante la ecuación $y = f(x)$, la sensibilidad en el punto x_a , $S(x_a)$, es

$$S(x_a) = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=x_a} \quad (4.1)$$

En los sensores interesa tener una sensibilidad alta y, si es posible, constante. Para un sensor con respuesta

$$y = kx + b$$

la sensibilidad es $S = k$, para todo el margen de valores de x aplicables. Para uno cuya respuesta sea

$$y = kx^2 + b$$

la sensibilidad es $S = 2 kx$, y varía a lo largo de todo el margen de medida.

1.4.2 Otras características: linealidad, resolución

Las tres características anteriores —exactitud, fidelidad y sensibilidad— son suficientes para describir el comportamiento estático de un sensor. Pero a veces se emplean, además o en su lugar, otras que expresan características alternativas o de interés particular para ciertos casos, o bien son complementarias de cara a conocer la idoneidad de un sistema de medida para una aplicación dada.

La linealidad expresa el grado de coincidencia entre la curva de calibración y una línea recta determinada. Según cual sea dicha recta se habla de:

- Linealidad independiente: la línea de referencia se define por el método de mínimos cuadrados. De esta forma, el máximo error positivo y el mínimo error negativo son iguales. Es la forma de especificación que suele dar «mejor» calidad.
- Linealidad ajustada al cero: la recta se define también por el método de los mínimos cuadrados, pero con la restricción adicional de pasar por cero.
- Linealidad terminal: la recta se define por la salida sin entrada (o la menor del margen de medida) y la salida teórica máxima, correspondiente a la mayor entrada admitida.
- Linealidad a través de los extremos: la recta se define mediante la salida real cuando la entrada es la menor del alcance especificado, y la salida real cuando la entrada es la máxima del alcance especificado.
- Linealidad teórica: la recta es la definida por las previsiones teóricas formuladas al diseñar el sensor.

En la figura 1.6 se representan estas distintas rectas para un sensor con una curva de calibración dada. Resulta, pues, que la linealidad expresa hasta qué punto es constante la sensibilidad del sensor, pero para que un sensor sea válido no es condición indispensable que sea lineal. El interés de la linealidad está en que la conversión lectura-valor medido es más fácil si la sensibilidad es constante, pues entonces basta multiplicar la indicación de salida por un factor constante para conocer el valor de la entrada. Además, en instrumentos lineales la no linealidad equivale a la inexactitud.

Actualmente, con la posibilidad de incorporar un microprocesador en los sistemas de medida, interesa más la repetibilidad que la linealidad, pues siempre es posible crear una tabla conteniendo los valores de entrada que correspondan a los valores de salida detectados. Mediante una interpolación adecuada, es posible reducir el tamaño de dicha tabla.

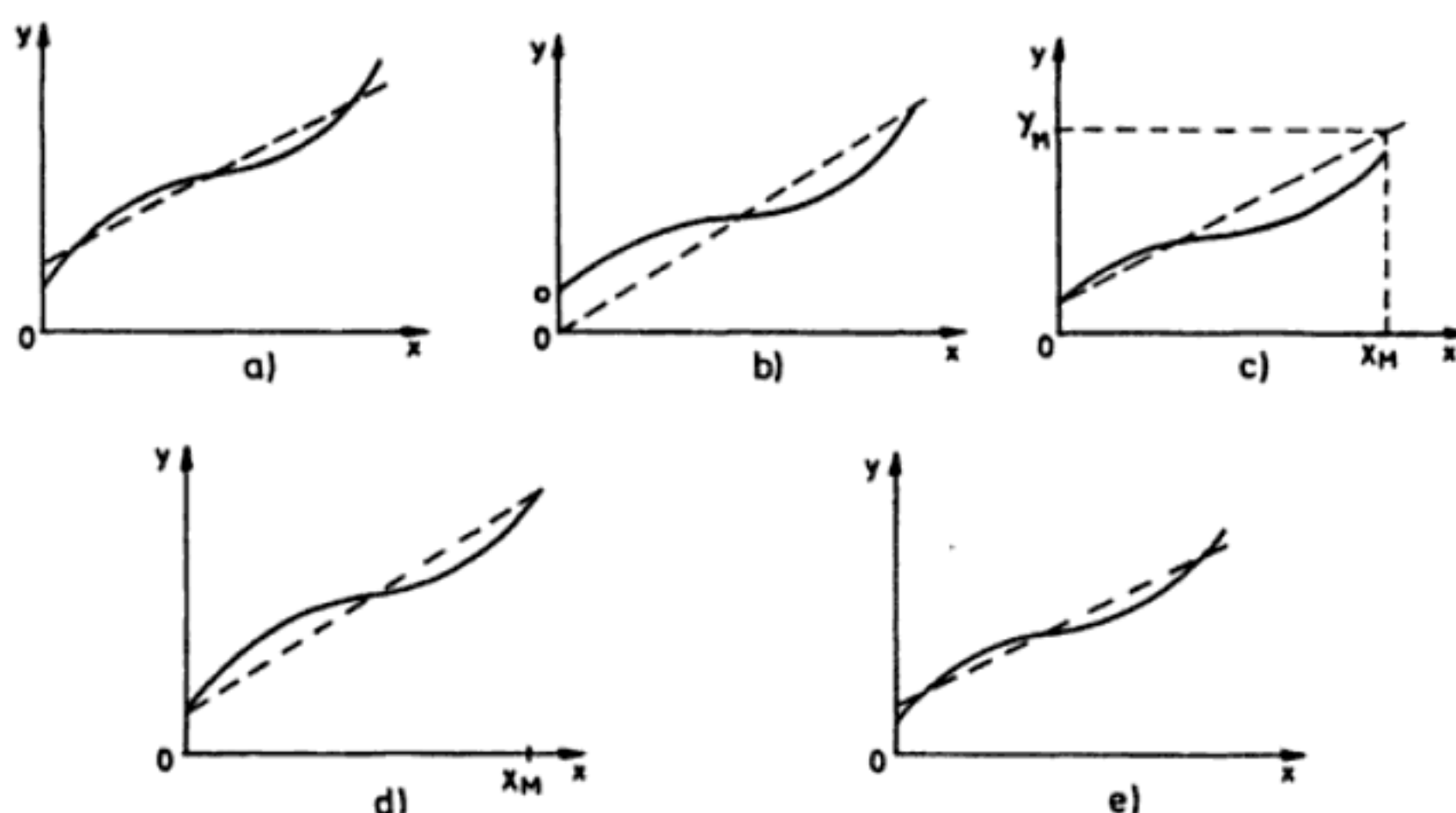


Figura 1.6 Rectas de referencia tomadas para definir la linealidad. *a*: mínimos cuadrados; *b*: mínimos cuadrados ajustada al cero; *c*: terminal; *d*: a través de los extremos; *e*: teórica.

Los principales factores que influyen en la linealidad son: la resolución, el umbral y la histéresis. La resolución o discriminación es el incremento mínimo de la entrada para el que se obtiene un cambio en la salida. Cuando el incremento de la entrada se produce a partir de cero, se habla de umbral.

La histéresis se refiere a la diferencia en la salida para una misma entrada, según la dirección en que se alcance. Es decir, puede suceder, análogamente a la magnetización de los materiales ferromagnéticos, que la salida correspondiente a una entrada dependa de si la entrada previa fue mayor o menor que la entrada actual.

1.4.3 Errores sistemáticos

La calibración estática de un sensor permite detectar y corregir los denominados errores sistemáticos. Se dice de un error que es sistemático cuando en el curso de varias medidas de una magnitud de un determinado valor, hechas en las mismas condiciones, o bien permanece constante en valor absoluto y signo, o bien varía de acuerdo con una ley definida cuando cambian las condiciones de medida. Dado que el tiempo es también una condición de medida, éstas deben ser realizadas en un intervalo de tiempo breve. Los errores sistemáticos dan lugar, pues, a un sesgo (en inglés, «bias») en las medidas.

La posibilidad de estos errores se entiende si se considera que en el resultado de una medida influye no sólo el aparato empleado para efectuarla sino también el método, el operario (en algunos casos) y toda una serie de circunstancias (climáticas, mecánicas, eléctricas, etc.) que nunca son ideales, i.e., constantes y conocidas todas.

La presencia de errores sistemáticos puede descubrirse, por tanto, midiendo la misma magnitud con dos aparatos distintos, o con dos métodos distintos, o dando las lecturas dos operarios distintos, o cambiando de forma ordenada las condiciones de medida y viendo su efecto en el resultado. Para juzgar sobre la consistencia de los resultados obtenidos hay que recurrir a criterios estadísticos [3]. En cualquier caso, siempre hay un cierto riesgo de que un error sistemático pase inadvertido, incluso en las medidas de mayor calidad. El objetivo será, pues, tener un riesgo muy pequeño de que haya errores grandes no detectados.

1.4.4 Errores aleatorios

Los errores aleatorios son los que permanecen una vez eliminadas las causas de errores sistemáticos. Se manifiestan cuando se mide repetidamente la misma magnitud, con el mismo instrumento y el mismo método, y presentan las propiedades siguientes:

1. Los errores aleatorios positivos y negativos de igual valor absoluto tienen la misma probabilidad de producirse.
2. Los errores aleatorios son tanto menos probables cuanto mayor sea su valor.
3. Al aumentar el número de medidas, la media aritmética de los errores aleatorios de una muestra —conjunto de medidas— tiende a cero.
4. Para un método de medida determinado, los errores aleatorios no exceden de cierto valor. Las medidas que lo superan deben repetirse y, en su caso, estudiarse por separado.

Los errores aleatorios se denominan también errores accidentales o fortuitos, y ello da a entender que pueden ser inevitables. La ausencia de variaciones de unas a otras lecturas cuando se están realizando una serie de medidas de la misma magnitud con el mismo sistema de medida, no es necesariamente una indicación de ausencia de errores aleatorios. Puede suceder, por ejemplo, que el instrumento no tenga suficiente resolución, es decir, que su capacidad para apreciar pequeños cambios en la magnitud medida sea muy limitada, de modo que no sean detectados por el operario en el dispositivo final de lectura.

La presencia de errores aleatorios hace que después de realizar una o varias medidas de una determinada magnitud se tenga una incertidumbre sobre el verdadero valor de ésta (valor «exacto»). Cuanto mayor sea dicha incertidumbre, evaluada mediante parámetros estadísticos, [4] y [5], menos repetible es la medida. Si además hay errores sistemáticos, el resultado final diferirá del correcto y, por tanto, la medida será inexacta.

Si se hace la media de varias lecturas, los errores aleatorios se cancelan y quedan sólo los errores sistemáticos. Ya que éstos son reproducibles, se pueden conocer para unas condiciones de medida dadas y corregir la lectura cuando se mida en las mismas condiciones. Esta determinación de la diferencia entre el verdadero valor y el valor obtenido se realiza durante la calibración, en unas condiciones da-

das, y normalmente durante este proceso se ajusta el instrumento para eliminar dicho error. Cuando se realice una medida aislada, en las mismas condiciones, quedará sólo la componente aleatoria del error.

Sucede en la práctica, sin embargo, que durante el proceso de calibración sólo se pueden eliminar los errores sistemáticos en condiciones muy específicas, por lo que es posible que en otras condiciones se tengan errores de este tipo incluso superiores a los aleatorios que el fabricante recoge en las especificaciones. Aunque no hay obligatoriedad de hacerlo así, lo habitual es especificar el margen que es probable contenga el verdadero valor, dando de alguna forma la diferencia entre el valor máximo y el mínimo.

1.5 CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS DE LOS SISTEMAS DE MEDIDA

La presencia de inercias (masas, inductancias,...), capacidades (eléctricas, térmicas, fluidas, etc.) y, en general, de elementos que almacenan energía, hace que la respuesta de un sensor a señales de entrada variables sea distinta a la que presenta cuando las señales de entrada son constantes, descrita mediante las características estáticas.

La descripción del comportamiento del sensor se hace en este caso mediante las denominadas características dinámicas: error dinámico y velocidad de respuesta (retardo). El error dinámico es la diferencia entre el valor indicado y el valor exacto de la variable medida, siendo nulo el error estático. Describe la diferencia en la respuesta del sensor a una magnitud de entrada según que ésta sea constante o variable en el tiempo.

La velocidad de respuesta indica la rapidez con que el sistema de medida responde a los cambios en la variable de entrada. En cuanto a la medida, no importa mucho que exista un retardo entre la magnitud aplicada a la entrada y la indicación correspondiente a la salida. Pero si el sensor forma parte de un sistema de control, este retardo puede dar lugar a oscilaciones.

Para poder determinar las características dinámicas de un sensor, hay que aplicar a su entrada una magnitud variable. Ésta puede ser de muchas formas distintas, pero lo normal y suficiente para un sistema lineal (i.e., cuando se cumple el principio de la superposición) es estudiar la respuesta frente a una entrada transitoria (impulso, escalón, rampa), periódica (senoidal) o aleatoria (ruido blanco). La elección de una u otra depende del tipo de sensor. Es difícil, por ejemplo, tener una temperatura con variaciones senoidales, pero es fácil producir un cambio de temperatura brusco, a modo de escalón. En cambio, es más fácil producir un impulso que un escalón de aceleración.

Para describir matemáticamente el comportamiento dinámico del sensor, se supone que la salida y la entrada se relacionan según una ecuación diferencial lineal de coeficientes constantes y que, por lo tanto, se tiene un sistema lineal invariante en el tiempo. En estas condiciones, la relación entre la salida y la entrada del sensor puede expresarse de manera simple, en forma de cociente, empleando

la transformada de Laplace de ambas señales y la función de transferencia propia del sensor [2]. Hay que recordar, no obstante, que esta última da una relación general entre la salida y la entrada, pero no entre sus valores instantáneos.

Las características dinámicas de los sensores pueden estudiarse entonces para cada señal de entrada aplicada, agrupándolos de acuerdo con el orden de la función de transferencia que los describe. Normalmente no es necesario emplear modelos de orden superior a dos.

1.5.1 Sistemas de medida de orden cero

Un sensor de orden cero es aquel cuya salida está relacionada con la entrada mediante una ecuación del tipo

$$y(t) = k x(t) \quad (5.1)$$

de forma que su comportamiento queda caracterizado por su sensibilidad estática, k , y se mantiene constante con independencia de la frecuencia de variación de la entrada. En consecuencia, tanto su error dinámico como su retardo son nulos.

Para que la relación entrada-salida sea de la forma indicada por (5.1), es necesario que el sensor no incluya ningún elemento almacenador de energía. Es el caso de los potenciómetros empleados para la medida de desplazamientos lineales y angulares, según se verá (apartado 2.1). Con la notación de la figura 1.7, se tiene

$$y = E \frac{x}{x_M} \quad (5.2)$$

donde $0 \leq x \leq x_M$. En este caso, $k = E/x_M$.

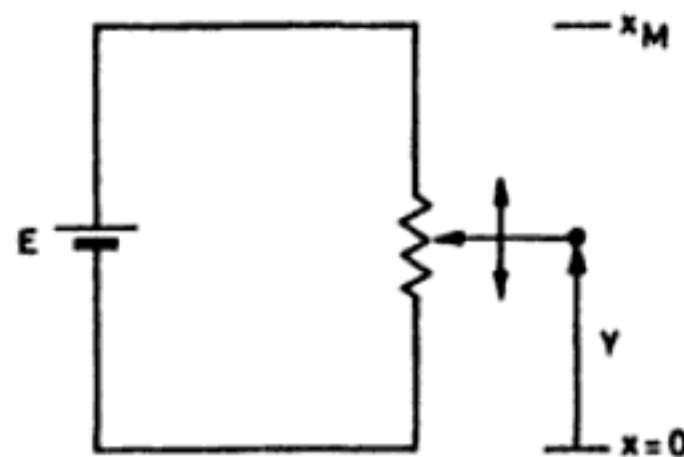


Figura 1.7 Potenciómetro lineal como sensor de posición.

Ahora bien, en términos estrictos un modelo como el indicado es siempre una abstracción matemática, pues es inevitable la presencia de «imperfecciones» que impiden la aplicación del modelo en todas las circunstancias posibles. En el caso del potenciómetro se puede apuntar, por ejemplo, que su empleo en la medida de movimientos rápidos es inviable.

1.5.2 Sistemas de medida de primer orden

En un sensor de primer orden hay un elemento que almacena energía y otro que la disipa. La relación entre la entrada $x(t)$ y la salida $y(t)$ viene dada por una ecuación diferencial del tipo

$$a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t) \tag{5.3}$$

La función de transferencia correspondiente es

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k}{\tau s + 1} \tag{5.4}$$

donde $k = 1/a_0$ es la denominada sensibilidad estática, y $\tau = a_1/a_0$ se conoce como constante de tiempo del sistema. La frecuencia propia, ω_c , viene dada por $1/\tau$. El sistema queda caracterizado, pues, por dos parámetros: k para la respuesta estática y ω_c o τ para la respuesta dinámica.

La expresión de la señal de salida para cada una de las entradas más frecuentes (escalón, rampa y senoide) figura en el cuadro 1.3. La deducción de las expre-

Cuadro 1.3 Expresión de la salida de un sistema de primer orden frente a distintas entradas simples.

<i>Entrada</i>	<i>Salida</i>
Escalón, $u(t)$	$k(1 - e^{-t/\tau})$
Rampa, Rt	$Rkt - Rk\tau u(t) + Rk\tau e^{-t/\tau}$
Senoide, A, ω	$\frac{kA\tau\omega e^{-t/\tau}}{1 + \tau^2 \omega^2} + \frac{kA}{(1 + \tau^2 \omega^2)^{1/2}} \text{sen } (\omega t + \theta)$ $\theta = \arctan (-\omega\tau)$

Cuadro 1.4 Error dinámico y retardo para un sistema de primer orden.

<i>Entrada</i>	<i>Error dinámico</i>	<i>Retardo</i>
Escalón, $u(t)$	0	τ
Rampa, Rt	$R[t + k(\tau - t)]$ o $R\tau$	τ
Senoide, A, ω	$1 - (1 + \omega^2 \tau^2)^{-1/2}$	$(\arctan \omega\tau)/\omega$

siones completas puede encontrarse en cualquier libro de teoría de control o en [2]. Para la entrada senoidal se ha incluido el término transitorio de la respuesta; la medida se suele realizar al cabo de un tiempo después de aplicada la entrada, tal que el término transitorio se haya extinguido.

El error dinámico y el retardo de un sensor de primer orden dependen de la forma de la señal de entrada. En el cuadro 1.4 se resumen los correspondientes a las entradas anteriores. Los dos valores del error dinámico en el caso de una entrada en rampa corresponden, respectivamente, a dos definiciones distintas:

$$e_d = y(t) - x(t) \quad (5.5a)$$

$$e_d = y(t) - kx(t) \quad (5.5b)$$

Para los casos de una entrada en escalón y una senoidal se ha empleado sólo esta segunda definición.

El hecho de que el error dinámico venga dado por expresiones analíticas puede sugerir que es fácil corregirlo. Pero, en la práctica, difícilmente se estará midiendo una entrada con una variación tan simple como la definida por las expresiones consideradas. En la figura 1.8 están representadas gráficamente las respuestas respectivas a cada una de estas señales de entrada.

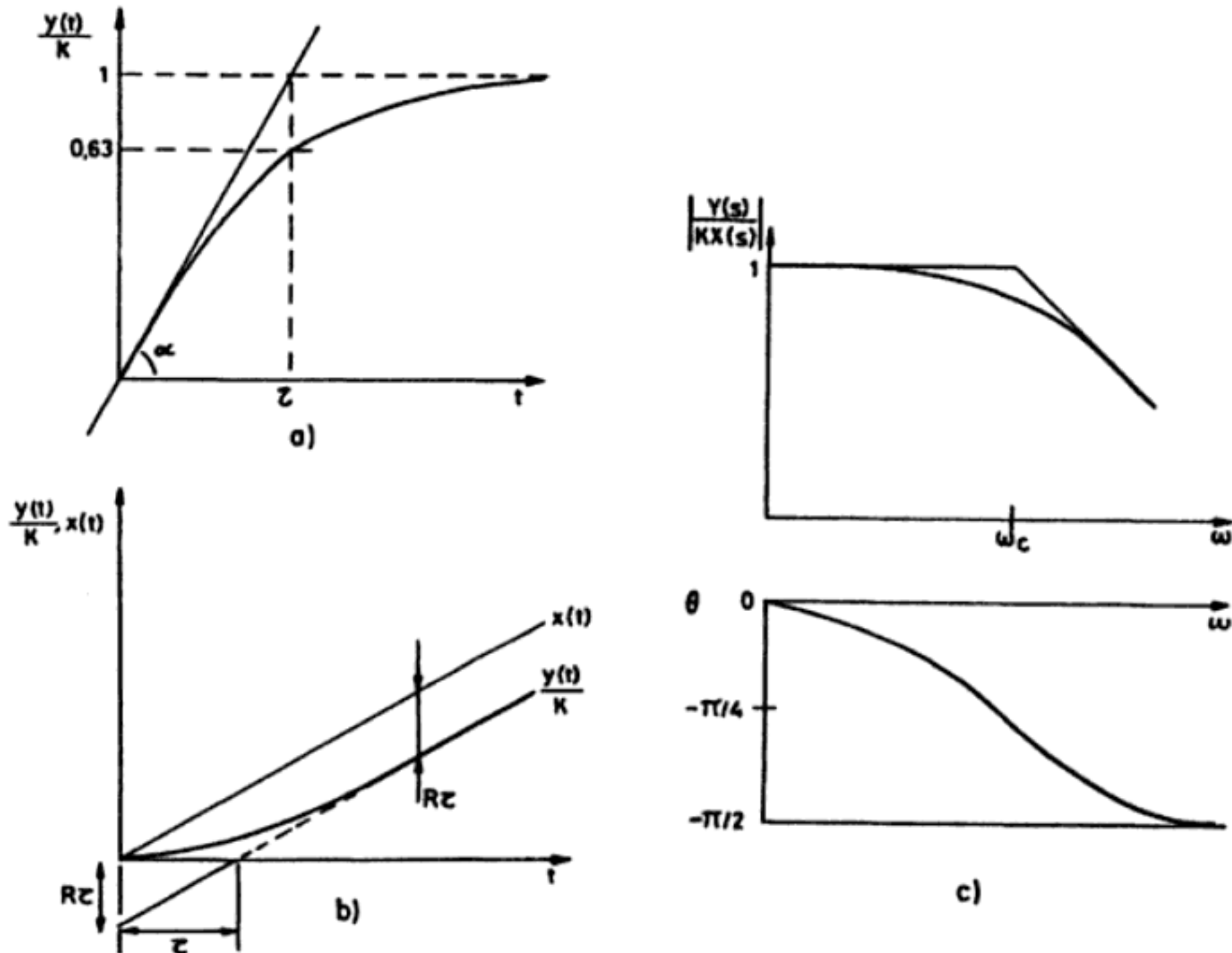


Figura 1.8 Respuesta de un sensor de primer orden a una entrada en escalón (a), una entrada en rampa (b), y una entrada senoidal (c).

Un ejemplo clásico de sensor de primer orden es un termómetro basado en un elemento de masa M , calor específico c_p (J/kgK), área de transmisión de calor A , y coeficiente de transmisión de calor, por convección, h (W/m²K). En régimen estacionario se cumplirá

Calor entrada sensor – calor salida sensor = calor acumulado

Si se supone que del sensor no sale calor (por ejemplo a través de los hilos de conexión) y que su masa permanece constante (dilatación despreciable), si la temperatura (externa) a la que se somete el sensor es T_e y denominamos T_i a la temperatura interna, queda

$$hA (T_e - T_i) dt - 0 = Mc_p dT_i \quad (5.6a)$$

$$\frac{dT_i}{dt} = \frac{hA}{Mc_p} (T_e - T_i) \quad (5.6b)$$

Si llamamos $\tau = Mc_p / hA$, queda finalmente

$$\frac{T_i(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (5.6c)$$

Resulta, pues, que la resistencia a la transmisión del calor, $1/hA$, y la capacidad calorífica, Mc_p , determinan el valor de la constante de tiempo y el retardo de la respuesta. Sin embargo, el proceso de transducción en sí es instantáneo, pues una vez se ha calentado el sensor éste da su señal de salida.

Ejemplo. Se determina la constante de tiempo aproximada de un termómetro introduciéndolo en un recipiente y anotando el tiempo que tarda en alcanzar el 63% de la lectura final. Si al hacer esta medida se obtiene un tiempo de 28 s, ¿qué retardo tendrá dicho termómetro al medir la temperatura de un baño que cambia cíclicamente a razón de 2 veces cada minuto?

De la respuesta a un escalón se deduce $\tau = 28$ s

El retardo en la medida de una variación cíclica será

$$t_r = (\arctan \omega \tau) / \omega$$

La temperatura a medir tiene una frecuencia angular

$$\omega = 2\pi \cdot 2/60 = \pi/15 = 0,209 \text{ rad/s}$$

El retardo será

$$t_r = (\arctan 0,209 \times 28) / 0,209 = 6,7 \text{ s}$$

1.5.3 Sistemas de medida de segundo orden

Un sensor es de segundo orden cuando incluye dos elementos que almacenan energía y otros dos que la disipan. La relación entre la entrada $x(t)$ y la salida $y(t)$ viene dada por una ecuación diferencial lineal de segundo orden de la forma

$$a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = x(t) \quad (5.7)$$

La función de transferencia correspondiente es

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.8)$$

donde k es la sensibilidad estática, ζ es el coeficiente de amortiguamiento y ω_n es la frecuencia natural del sensor. Hacen falta, pues, dos parámetros para definir su comportamiento dinámico y uno para su comportamiento estático.

Las expresiones genéricas de los parámetros de un sistema de segundo orden son

$$k = 1/a_0 \quad (5.9)$$

$$\omega_n^2 = a_0/a_2 \quad (5.10)$$

$$\zeta = a_1/2 (a_0 a_2)^{1/2} \quad (5.11)$$

Puede observarse que estos tres parámetros son interdependientes y que la modificación de uno de ellos puede afectar a los otros dos. Sólo a_0 , a_1 y a_2 son independientes entre sí.

La deducción de la expresión de la salida en función de la entrada cuando ésta es una de las formas simples consideradas anteriormente, puede encontrarse en [2]. Los resultados son los que figuran en el cuadro 1.5. La representación gráfica correspondiente es la de la figura 1.9. Obsérvese que ahora el comportamiento es distinto según sea $0 < \zeta < 1$, $\zeta = 1$, o $\zeta > 1$. Para la entrada senoidal se ha omitido el transitorio inicial.

Ejemplo. En un determinado sistema de medida se desea sustituir un sensor cuya respuesta dinámica es de primer orden por otro de segundo orden. Si este último tiene una frecuencia natural igual a la del primero y se desea mantener una caída de -3 dB a dicha frecuencia, ¿cuál debe ser el valor del coeficiente de amortiguamiento?

Una atenuación de -3 dB equivale a

$$-3 = 20 \log a, \quad a = 10^{-3/20} = 0,707$$

El módulo relativo de una respuesta de segundo orden es

$$\frac{1}{[(1 - \omega^2/\omega_n^2)^2 + (2\zeta\omega/\omega_n)^2]^{1/2}}$$

A la frecuencia ω_n deseamos tener un módulo de 0,707

$$\frac{1}{4\zeta^2} = \frac{1}{2}$$

De aquí se deduce $\zeta = \sqrt{2}/2 = 0,707$.

El error dinámico y el retardo de un sistema de segundo orden dependen no sólo de la forma de la señal de entrada, sino también de ω_n y de ζ . Su expresión es

Cuadro 1.5 Expresión de la salida de un sistema de segundo orden para distintas entradas simples.

Entrada	Salida
Escalón, $u(t)$	
$0 < \zeta < 1$	$1 - \frac{e^{-\sigma t}}{(1 - \zeta^2)^{1/2}} \operatorname{sen}(\omega_d t + \alpha)$ $\sigma = \zeta \omega_n$ $\omega_d = \omega_n (1 - \zeta^2)^{1/2}$ $\alpha = \arcsen \omega_d / \omega_n$
$\zeta = 1$	$1 - e^{-\sigma t} (1 + \omega_n t)$
$\zeta > 1$	$1 + \frac{\omega_n}{2(\zeta^2 - 1)^{1/2}} \left(\frac{e^{-at}}{a} - \frac{e^{-bt}}{b} \right)$ $a = \omega_n [\zeta + (\zeta^2 - 1)^{1/2}]$ $b = \omega_n [\zeta - (\zeta^2 - 1)^{1/2}]$
Rampa, Rt	
$\zeta > 1$	$R \left\{ t - \frac{2\zeta}{\omega_n} \left[1 + \frac{2\zeta[-\zeta - (\zeta^2 - 1)^{1/2}] + 1}{4\zeta(\zeta^2 - 1)^{1/2}} e^{-at} + \frac{2\zeta[\zeta - (\zeta^2 - 1)^{1/2}] - 1}{4\zeta(\zeta^2 - 1)^{1/2}} e^{-bt} \right] \right\}$
$\zeta = 1$	$R \left\{ t - \frac{2\zeta}{\omega_n} \left[1 - \left(1 + \frac{\omega_n t}{2} \right) \exp(-\omega_n t) \right] \right\}$
$0 < \zeta < 1$	$R \left\{ t - \frac{2\zeta}{\omega_n} \left[1 - \frac{\exp(-\zeta \omega_n t)}{2\zeta(1 - \zeta^2)^{1/2}} \operatorname{sen}[(1 - \zeta^2)^{1/2} \omega_n t + \theta] \right] \right\}$ $\theta = \arctan [2\zeta(1 - \zeta^2)^{1/2} / (2\zeta^2 - 1)]$
Senoide, A, ω	$\frac{kA}{[(1 - \omega^2/\omega_n^2)^2 + (2\zeta\omega/\omega_n)^2]^{1/2}} \operatorname{sen}(\omega t - \theta)$ $\theta = \arctan \frac{2\zeta\omega/\omega_n}{1 - (\omega/\omega_n)^2}$

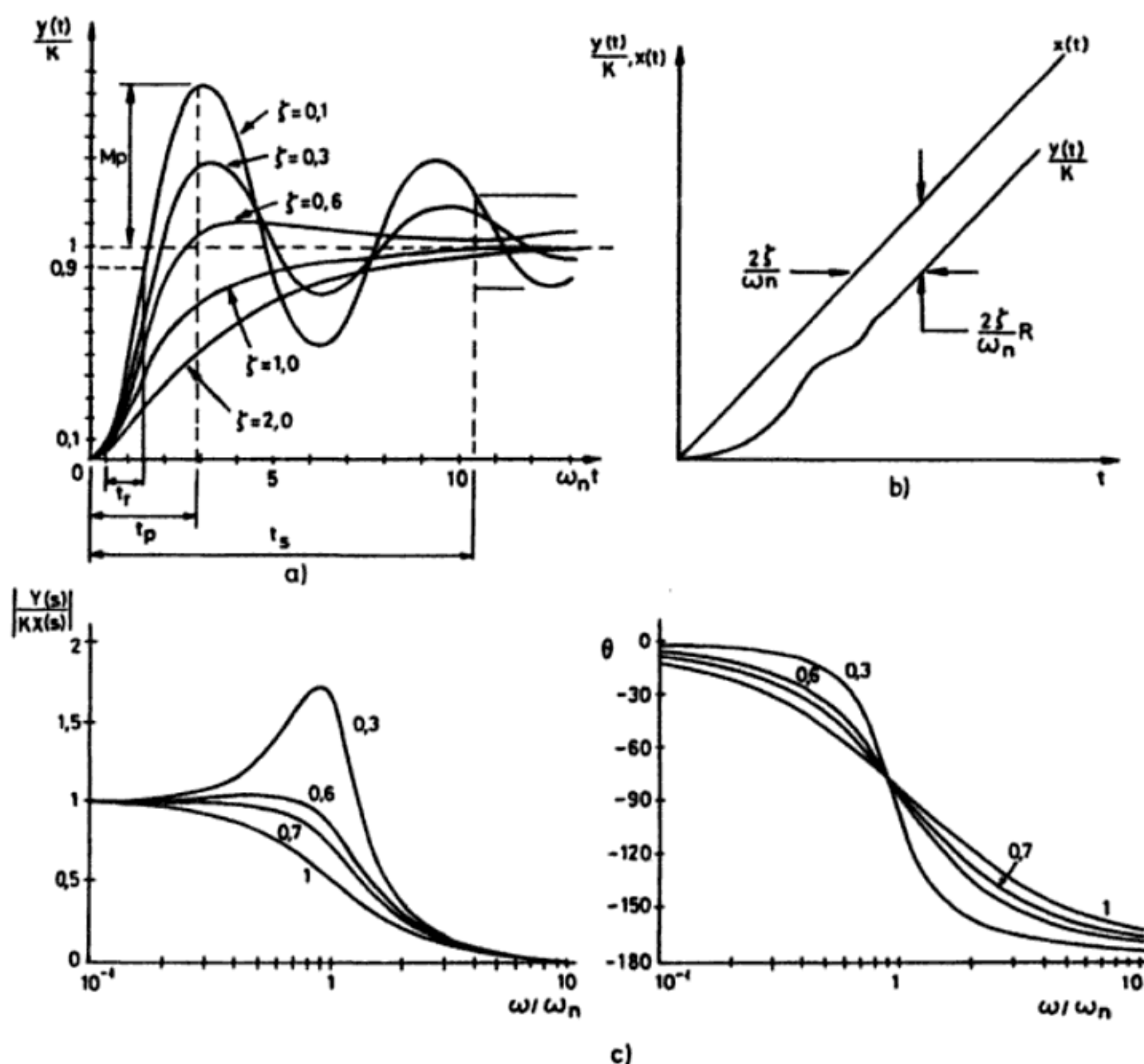


Figura 1.9 Respuesta de un sensor de segundo orden a una entrada en escalón (a), a una entrada en rampa (b) y a una entrada senoidal (c).

mucho más compleja que en el caso de un sistema de primer orden, y para su análisis se definen diversos factores relacionados con ω_n y ζ .

Cuando la entrada es un escalón de amplitud unidad, si el sistema es sobreamortiguado ($\zeta > 1$) o tiene amortiguamiento crítico ($\zeta = 1$), no hay rebasamiento ni error dinámico en la respuesta.

Para un sistema subamortiguado, $\zeta < 1$, el error dinámico es nulo, pero la velocidad de respuesta y el rebasamiento (figura 1.9a) están relacionados, de forma que, en general, a mayor velocidad mayor rebasamiento. El tiempo de «subida», t_r (en inglés, «rise time»), que es el tiempo empleado para ir del 10% al 90% del valor final, viene dado por

$$t_r = \frac{\arctan(-\omega_a/\sigma)}{\omega_a} \quad (5.12)$$

donde $\sigma = \zeta\omega_n$ es la denominada atenuación y $\omega_a = \omega_n (1 - \zeta^2)^{1/2}$ es la frecuencia natural amortiguada.

El tiempo transcurrido hasta que se alcanza el primer pico, t_p , es

$$t_p = \pi/\omega_d \quad (5.13)$$

y el máximo rebasamiento o sobreimpulso

$$M_p = \exp(-\sigma/\omega_d)\pi \quad (5.14)$$

El tiempo que tarda la salida en establecerse dentro de una banda alrededor del valor final, t_s , (en inglés, «settling time») depende de la amplitud de dicha banda. Para $0 < \zeta < 0,9$, si se considera una banda de $\pm 2\%$, $t_s \approx 4/\sigma$, siendo mínimo para $\zeta = 0,76$; si se considera una banda de $\pm 5\%$, $t_s \approx 3/\sigma$, y el mínimo se obtiene para $\zeta = 0,68$. En general, la velocidad de respuesta es óptima para ζ entre 0,5 y 0,8 [6].

A la vista de la figura 1.9a, se podría pensar que los sensores cuya respuesta a un escalón presente un rebasamiento notable, por ser muy subamortiguados, deberían ser descartados. Pero, en la práctica, la entrada nunca será un escalón perfecto, de manera que el comportamiento real del sensor puede ser perfectamente aceptable. Es el caso, por ejemplo, de los sensores piezoeléctricos (apartado 6.2).

Frente a una entrada en rampa, el error dinámico es

$$e_d = 2\zeta R/\omega_n \quad (5.15)$$

mientras que el retardo es $2\zeta/\omega_n$.

Para describir la respuesta frecuencial de un sistema de segundo orden, cuando $0 < \zeta < \sqrt{2}/2$ se introducen otros dos parámetros: la frecuencia de resonancia, ω_r , y la amplitud de dicha resonancia, M_r . La primera viene dada por

$$\omega_r = \omega_n (1 - 2\zeta^2)^{1/2} \quad (5.16)$$

mientras que la amplitud de la respuesta frecuencial para $\omega = \omega_r$ es

$$M_r = \frac{1}{2\zeta(1 - \zeta^2)^{1/2}} \quad (5.17)$$

Un ejemplo simple de sensor cuyo comportamiento dinámico se puede describir mediante (5.8) es un termómetro que tenga un recubrimiento, por ejemplo, para su protección. En este caso, a la capacidad calorífica del elemento que responde a la temperatura (sensor) y a la resistencia a la transmisión del calor desde el medio donde se mide, hay que añadir la capacidad calorífica y la resistencia térmica del recubrimiento. El sistema es de tipo sobreamortiguado.

Un ejemplo de sensor subamortiguado lo ofrecen los sistemas masa-resorte (inerciales), empleados para la medida de desplazamientos, velocidades y aceleraciones de movimientos vibratorios o en móviles de largo recorrido. Son también el fundamento de los sismógrafos. Con la notación de la figura 1.10a, si se mide el

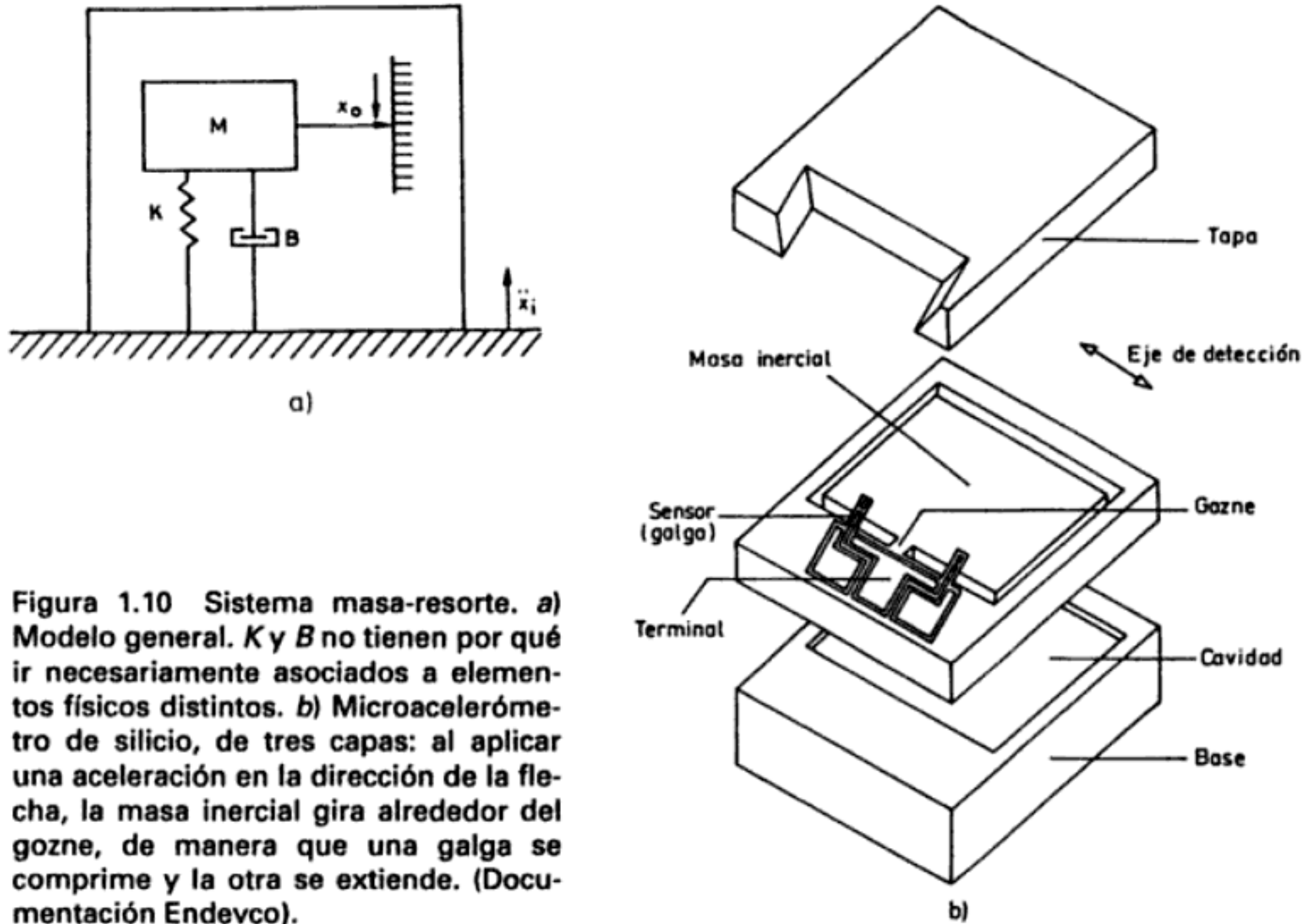


Figura 1.10 Sistema masa-resorte. a) Modelo general. K y B no tienen por qué ir necesariamente asociados a elementos físicos distintos. b) Microacelerómetro de silicio, de tres capas: al aplicar una aceleración en la dirección de la flecha, la masa inercial gira alrededor del gozne, de manera que una galga se comprime y la otra se extiende. (Documentación Endevco).

desplazamiento x_0 de la masa M con respecto a la carcasa sujeta al elemento que experimenta una aceleración \ddot{x}_i , la ecuación de equilibrio es

$$M (\ddot{x}_i - \ddot{x}_0) = Kx_0 + B \dot{x}_0 \quad (5.18)$$

donde K es la constante elástica del muelle y B describe el amortiguamiento interno viscoso. En términos de la transformada de Laplace, la expresión anterior queda así

$$M\ddot{x}_i(s) = x_0(s) [K + Bs + Ms^2] \quad (5.19)$$

y de ahí es inmediata la deducción de la función de transferencia

$$\frac{x_0(s)}{\ddot{x}_i(s)} = \frac{M}{K} \frac{K/M}{s^2 + s(B/M) + K/M} \quad (5.20)$$

Resulta, pues, $k = M/K$; $\zeta = B/2(KM)^{1/2}$ y $\omega_n = (K/M)^{1/2}$.

Si se desea tener en cuenta la aceleración de la gravedad y se considera que el eje del acelerómetro forma un ángulo θ constante con respecto a la horizontal, basta añadir en el miembro de la derecha de (5.18), el término $Mg \sin \theta$. La salida $y(t)$ se define entonces como $x_0 + (Mg \sin \theta)/K$, y su transformada de Laplace viene dada por la misma expresión (5.20), haciendo ahora $Y(s)$ las veces de $x_0(s)$.

Si en lugar de interesar la aceleración de entrada se deseara conocer el desplazamiento, bastaría sustituir en (5.20) $\ddot{x}_i(s)$ por $s^2 x_i(s)$. De la expresión resultante se deduce que mientras en la medida de aceleración interesa que ω_n sea mucho mayor que la frecuencia de variación de la aceleración a medir, en cambio en la medida de la amplitud de vibraciones interesa que ω_n sea mucho menor que la frecuencia de éstas.

El desplazamiento x_0 de la masa inercial M se puede medir con un potenciómetro, un sensor capacitivo o de inductancia variable, o un fotodetector (con una fuente de luz). También se puede medir indirectamente a partir de la fuerza ejercida sobre uno de los elementos de soporte. En este caso se emplean galgas extensométricas o materiales piezoeléctricos. En la figura 1.10b se muestra un micro-acelerómetro de silicio basado en este principio.

1.6 CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA: IMPEDANCIA

La descripción de los sensores mediante sus características estáticas y sus características dinámicas no es, en modo alguno, completa. Para ilustrar esta afirmación considérense, por ejemplo, las situaciones siguientes.

En el caso de un potenciómetro (apartado 2.1), para evitar que el cursor pierda el contacto con el elemento resistivo es necesario que ejerza una fuerza sobre éste. ¿Qué sucede entonces si se pretende medir el movimiento de un elemento que sea incapaz de vencer el rozamiento entre el cursor y la pista?

Si para medir la temperatura que alcanza un transistor se emplea un termómetro con una masa importante respecto a la del transistor, al ponerlo en contacto con éste, ¿no lo enfriará dando, en consecuencia, una lectura inferior a la temperatura que tenía inicialmente el transistor?

Resulta que ni las características estáticas ni las características dinámicas de los sensores, tal como se han expuesto, permiten describir el comportamiento real del conjunto sensor-sistema donde se mide. Ello es debido a que la descripción de un sensor o sistema de medida mediante esquemas de bloques, deja al margen el hecho de que en todo proceso de medida es inevitable la extracción de una cierta cantidad de energía del sistema donde se mide. Cuando, debido a esta circunstancia, la variable medida queda alterada, se dice que hay un error por carga. Los esquemas de bloques sólo son válidos cuando no hay interacción energética entre bloques. El concepto de impedancia de entrada permite valorar si se producirá o no un error por carga.

En el proceso de medida de una variable cualquiera x_1 siempre interviene además otra variable x_2 tal que el producto $x_1 x_2$ tiene dimensiones de potencia. Así, al medir una fuerza siempre se tiene una velocidad, al medir un caudal hay una caída de presión, al medir una temperatura hay un flujo de calor, al medir una corriente eléctrica se produce una caída de tensión, etc.

Por otra parte, las variables a medir que no sean mecánicas se designan como variables esfuerzo si se miden entre dos puntos o dos regiones del espacio, y como variables flujo si se miden en un punto o región del espacio. En el caso de variables mecánicas se designan como variables esfuerzo las que se miden en un

punto, mientras que las variables flujo se miden entre dos puntos. Son, por ejemplo, variables esfuerzo la tensión eléctrica, la presión, la temperatura, la fuerza y el par mecánicos; mientras que son variables flujo la corriente eléctrica, el caudal volumétrico, la velocidad lineal y la velocidad angular.

Para el caso de un elemento que se pueda describir mediante relaciones lineales, la impedancia de entrada, $Z(s)$, se define como el cociente entre las transformadas de Laplace de una variable esfuerzo y de la variable flujo asociada [7]. La admitancia de entrada, $Y(s)$, se define como el recíproco de $Z(s)$. El valor de ambas varía normalmente con la frecuencia. A frecuencias muy bajas, se habla, respectivamente, de rigidez y compliancia, en vez de impedancia y admitancia.

Resulta entonces que para tener un error por carga mínimo, al medir una variable esfuerzo es necesario que la impedancia de entrada sea alta. Si x_1 es una variable esfuerzo,

$$Z(s) = x_1(s)/x_2(s) \quad (6.1)$$

La potencia extraída del sistema será

$$P = x_1 x_2 \quad (6.2)$$

y si se desea que esta potencia sea mínima, debe serlo x_2 y de ahí resulta que la impedancia de entrada debe ser grande.

Al medir una variable flujo, para mantener P mínima es necesario que x_1 sea pequeña, y ello exige una impedancia de entrada pequeña, es decir, una admitancia de entrada grande.

Para tener impedancias de entrada altas, puede ser necesario cambiar el valor numérico de los componentes del sistema o cambiar el diseño y usar un elemento activo. En este caso, la mayor parte de energía viene de una fuente externa y no necesariamente del medio donde se mide. Otra alternativa es medir empleando el método de cero, pues en éste sólo se extrae energía de forma importante cuando hay un cambio en el valor de la entrada.

Finalmente, puede haber otras perturbaciones imputables no a una «carga» sino al propio método de medida. Por ejemplo, si al medir la velocidad de un fluido se obstruye apreciablemente la sección del conducto, se obtendrá un resultado erróneo. Queda, pues, bien claro que no se puede aplicar un sensor directamente sin considerar el efecto de su presencia en el sistema del que se desea obtener información. En el cuadro 1.6 se recogen diversos factores a tener en cuenta en la elección de un sensor.

1.7 SENSORES PRIMARIOS

Los sensores primarios son los dispositivos que permiten obtener una señal transducible a partir de la magnitud física a medir. Desde el punto de vista de los dominios de información (figura 1.2), pueden contemplarse como elementos cuya

Cuadro 1.6 Factores a considerar en la elección de un sensor.

<i>Magnitud a medir</i>	<i>Características de salida</i>
<ul style="list-style-type: none"> — Margen de medida — Resolución — Exactitud deseada — Estabilidad — Ancho de banda — Tiempo de respuesta — Límites absolutos posibles de la magnitud a medir — Magnitudes interferentes 	<ul style="list-style-type: none"> — Sensibilidad — Tipo: tensión, corriente, frecuencia — Forma señal: unipolar, flotante, diferencial — Impedancia — Destino: presentación analógica conversión digital telemedida: ¿tipo?
<i>Características de alimentación</i>	<i>Características ambientales</i>
<ul style="list-style-type: none"> — Tensión — Corriente — Potencia disponible — Frecuencia (si alterna) — Estabilidad 	<ul style="list-style-type: none"> — Margen de temperaturas — Humedad — Vibraciones — Agentes químicos — ¿Atmósfera explosiva? — Entorno electromagnético
<i>Otros factores</i>	
<ul style="list-style-type: none"> — Peso — Dimensiones — Vida media — Coste de adquisición — Disponibilidad — Tiempo de instalación 	<ul style="list-style-type: none"> — Longitud de cable necesaria — Tipo de conector — Situación en caso de fallo — Coste de verificación — Coste de mantenimiento — Coste de sustitución

entrada y salida pertenecen ambas al dominio «físico», mientras que los sensores electrónicos operan sobre su salida para hacer el paso al dominio eléctrico.

Para su estudio los clasificamos según la magnitud de entrada que detectan. Los dispositivos que ofrecen directamente salida en forma eléctrica no se consideran aquí. En [8] hay una extensa información adicional sobre todo cuanto se expone a continuación.

1.7.1 Sensores de temperatura: bimetales

Se denomina bimetel a toda pieza formada por dos metales con distinto coeficiente de dilatación térmica unidos firmemente, por ejemplo, mediante soldadura autógena, y sometidos a la misma temperatura. Cuando se produce un cambio de temperatura, la pieza se deforma según un arco circular uniforme. Con la notación de la figura 1.11, el radio de curvatura, r , al pasar de una temperatura T_1 a otra T_2 viene dado por [2]:

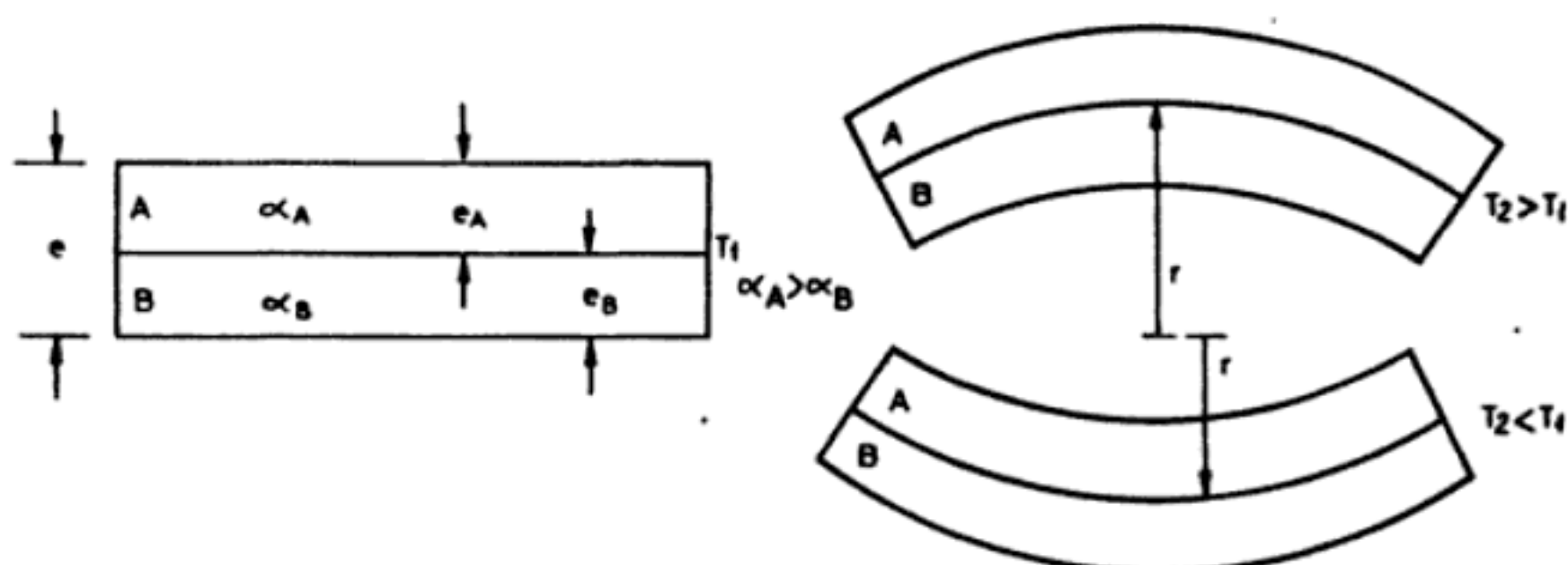


Figura 1.11 Bimetal. Las dimensiones y curvatura se han exagerado para poder ilustrar mejor el principio de funcionamiento.

$$r = \frac{e [3(1+m)^2 + (1+mn)(m^2 + 1/mn)]}{6(\alpha_A - \alpha_B)(T_2 - T_1)(1+m)^2} \quad (7.1)$$

siendo:

- e el espesor total de la pieza
- n la relación entre módulos de elasticidad $= E_B/E_A$
- m la relación de espesores $= e_B/e_A$
- α_A, α_B los coeficientes de dilatación lineal

Si se emplean materiales con módulos de elasticidad y espesores similares ($m \approx 1, n \approx 1$), que es lo habitual, la expresión anterior se reduce a

$$r \approx \frac{2e}{3(\alpha_A - \alpha_B)(T_2 - T_1)} \quad (7.2)$$

El radio de curvatura varía, pues, de forma inversamente proporcional a la diferencia de temperaturas, de modo que un sensor de posición o de desplazamiento permitiría la obtención de una señal eléctrica correspondiente. También puede calcularse la fuerza desarrollada por un elemento de este tipo que estuviera total o parcialmente empotrado o sujeto.

En la práctica se emplean piezas con espesores de 10 μm a 3 mm. Para tener alta sensibilidad, interesaría que fuera $\alpha_B < 0$, pero como no hay metales útiles con esta propiedad, se toma invar (acero al níquel), que tiene $\alpha = 1,7 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$. Como metal A se emplean latones y otras aleaciones propiedad de los diversos fabricantes. Para microactuadores (microválvulas) se emplean silicio y aluminio.

Estos dispositivos se emplean en el margen desde -75 a $+540^\circ\text{C}$, y particularmente desde 0 a $+300^\circ\text{C}$. Se les dispone en voladizo, espiral, hélice, diafragma, etc., y se mide la fuerza o el desplazamiento. También se emplean directamente como actuadores para abrir o cerrar contactos (termostatos, control ON-OFF) y para protección en interruptores térmicos de circuitos eléctricos. En este último caso la corriente se hace circular por el propio elemento, que se calienta por

efecto Joule hasta que alcanza una temperatura tal que se ejerce una fuerza mecánica sobre un dispositivo que interrumpe el camino de la corriente.

Otras aplicaciones que no sean de medida son: la compensación térmica en dispositivos mecánicos sensibles a la temperatura y la detección de incendios. En cualquier caso, su respuesta es lenta pues tienen mucha masa.

1.7.2 Sensores de presión

La medida de presiones en líquidos o gases es una de las más frecuentes, particularmente en control de procesos. La presión es una fuerza por unidad de superficie, y para su medida se procede bien a su comparación con otra fuerza conocida, bien a la detección de su efecto sobre un elemento elástico (medidas por deflexión). En el cuadro 1.7 se recogen algunas de las alternativas posibles.

En los manómetros de columna de líquido, como el tubo en *U* de la figura 1.12, el resultado de la comparación de la presión a medir y una presión de referencia, si se desprecian efectos secundarios, es una diferencia de nivel de líquido *h*,

$$h = \frac{P - P_{\text{ref}}}{\rho g} \quad (7.3)$$

donde ρ es la densidad del líquido y g la aceleración de la gravedad. Un sensor de nivel (fotoeléctrico, flotador, etc.) permite entonces obtener una señal eléctrica.

Al aplicar una presión a un elemento elástico, éste se deforma hasta el punto en que las tensiones internas igualan la presión aplicada. Según sean el material y la geometría empleados, el desplazamiento o deformación resultantes son más o menos amplios, pudiéndose aplicar luego unos u otros sensores (cuadro 1.7). Los dispositivos utilizados derivan bien del tubo Bourdon, bien del diafragma empujado o sujeto por sus bordes.

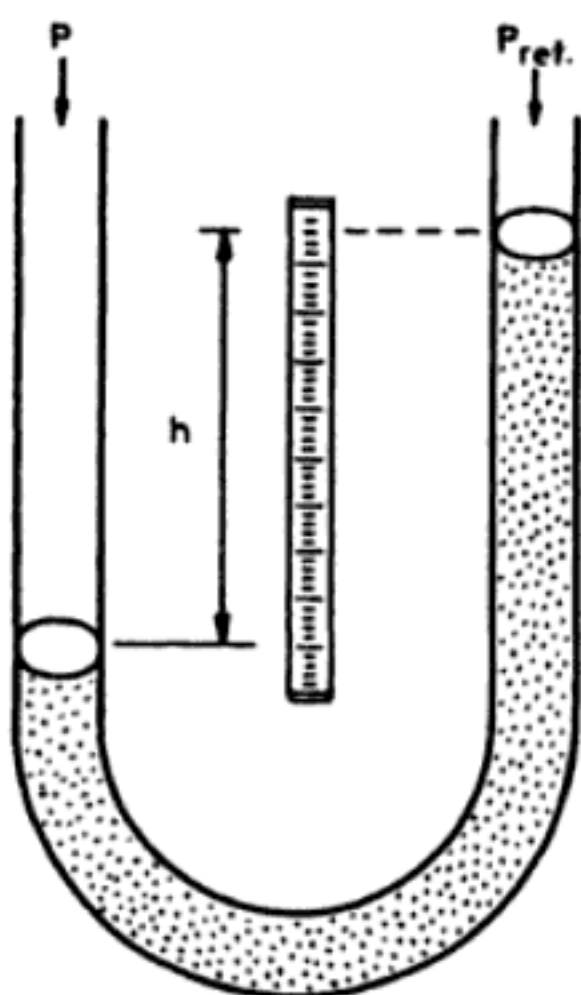


Figura 1.12 Manómetro en *U*. El líquido debe ser compatible con el fluido cuya presión se desea medir, y el tubo debe soportar los esfuerzos mecánicos a que queda sometido.

Cuadro 1.7 Algunas alternativas para la medida de presiones en el margen habitual.

Columna líquida + detección de nivel			
Elemento elástico	{	tubo Bourdon + medida desplazamiento	{ potenciómetro LVDT sensor inductivo codificador digital
		diafragma + medida deformación	{ deformación central { potenciómetro LVDT sensor inductivo galgas sin soporte voladizo y galga hilo vibrante deformación global { reluctancia variable capacitivo piezoeléctrico deformación local { galgas pegadas galgas depositadas galgas difundidas

El tubo Bourdon, desarrollado por Eugene Bourdon en 1849, consiste en un tubo metálico de sección transversal no circular, obtenido a base de aplanar un tubo de sección circular, que tiende a recuperar dicha forma cuando se aplica una diferencia de presión entre el interior y el exterior. Si se ciega el tubo por un extremo y se empotra rígidamente el otro, esta tendencia a recuperar la sección transversal provoca un desplazamiento del extremo libre (figura 1.13). Aunque este desplazamiento no es lineal en todo su margen, sí lo es en márgenes pequeños. Las configuraciones que ofrecen mayores desplazamientos tienen la contrapartida de una mayor compliancia y longitud, lo que les confiere baja respuesta frecuencial. Para la obtención de una señal eléctrica se acude a diversos sensores de desplazamiento.

Un diafragma es una placa circular flexible consistente en una membrana tensa o una lámina empotrada que se deforma bajo la acción de la presión o diferencia de presiones a medir. La transducción se realiza entonces detectando el



Figura 1.13 Distintas formas de los tubos Bourdon.

desplazamiento del punto central del diafragma, su deformación global o la deformación local (en este caso mediante galgas extensométricas —apartado 2.2—).

En el caso de una lámina delgada de espesor e y radio R , con una diferencia de presión P entre ambas caras, si la máxima deformación central z es inferior a $1/3$ del espesor, se cumple [2]:

$$P = \frac{16Ee^4}{3R^4(1-\mu^2)} \left[\frac{z}{e} + 0,4888 \left(\frac{z}{e} \right)^3 \right] \quad (7.4)$$

donde E es el módulo de Young y μ el coeficiente de Poisson del material.

Si se van a emplear sensores piezorresistivos, entonces interesa conocer la tensión mecánica en los distintos puntos del diafragma. Para el caso anterior, en todos los puntos a distancia r del centro la tensión en dirección radial es

$$\sigma_r = \frac{3PR^2\mu}{8e^2} \left[\left(\frac{1}{\mu} + 1 \right) - \left(\frac{3}{\mu} + 1 \right) \left(\frac{r}{R} \right)^2 \right] \quad (7.5)$$

La tensión en dirección tangencial es

$$\sigma_t = \frac{3PR^2\mu}{8e^2} \left[\left(\frac{1}{\mu} + 1 \right) - \left(\frac{1}{\mu} + 3 \right) \left(\frac{r}{R} \right)^2 \right] \quad (7.6)$$

La sensibilidad del diafragma aumenta con su área y con el inverso del cuadrado de su espesor. A lo largo y ancho del diafragma hay simultáneamente tracciones y compresiones, por lo que conviene disponer varias galgas y combinarlas

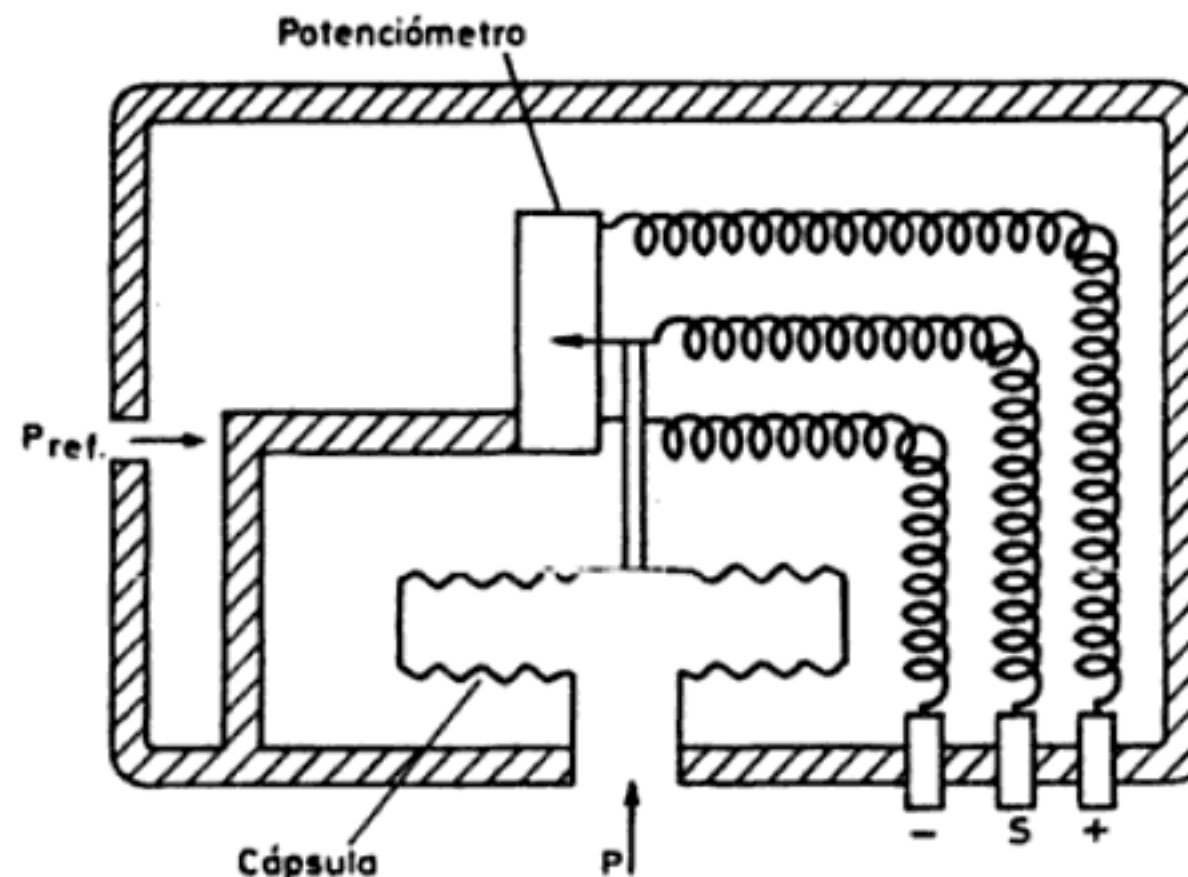


Figura 1.14 Cápsula para la medida de presión (Documentación Vernitron).

en un puente de medida para tener efectos aditivos y compensación de temperatura (apartado 3.4.4).

Los materiales elásticos empleados son: cobre al berilio, aceros inoxidables, aleaciones níquel-cobre, e incluso silicio en el caso de diafragmas que deban incorporar galgas extensométricas del mismo material.

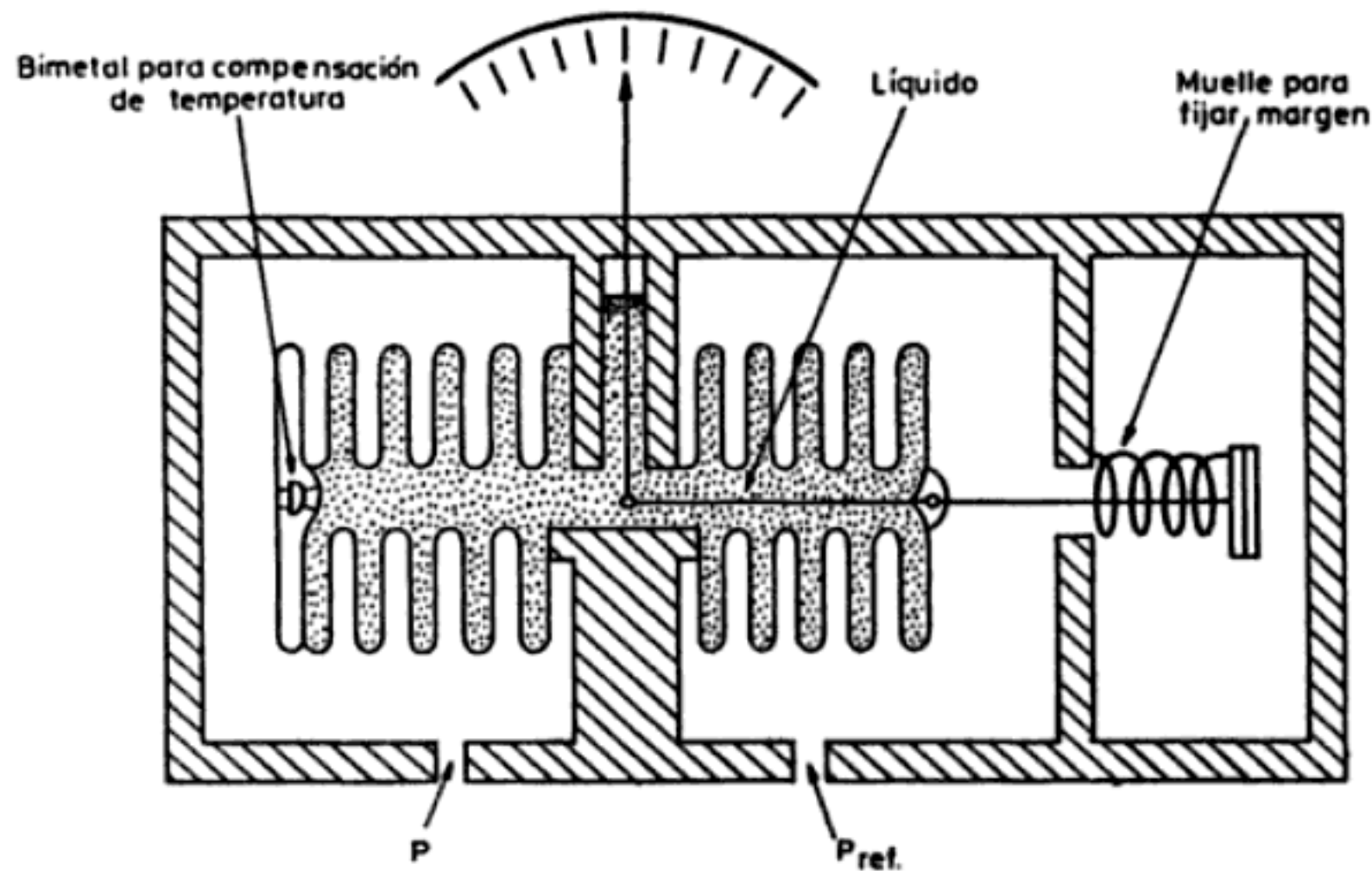


Figura 1.15 Fuelle para la medida de presión con compensación térmica a base de bimetálico.

Si el desplazamiento obtenido mediante un simple diafragma no es suficiente, se pueden emplear cápsulas y fuelles. Una cápsula (figura 1.14) consiste en dos diafragmas apareados unidos por el borde y dispuestos en caras opuestas de la misma cámara. Los fuelles (figura 1.15) son cámaras flexibles con elongación axial, que ofrecen aún mayor deflexión que las cápsulas, pudiendo ser de hasta un 10% de su longitud. Pero unos y otros son sensibles a vibraciones y aceleraciones y no resisten sobrepresiones altas.

1.7.3 Sensores de flujo y caudal

Se denomina flujo (en inglés, «flow») al movimiento de fluidos por canales o conductos abiertos o cerrados. El caudal (en inglés, «flow rate») es la cantidad de material, en peso o volumen, que fluye por unidad de tiempo. Las medidas de caudal están presentes en todos los procesos de transporte de materia y energía mediante fluidos, bien sea para control de dichos procesos o como simple indicación, bien con la finalidad de determinar tarifas, como sucede en los casos del agua, gas, gasolina, o crudos, entre otros.

La mayoría de los caudalímetros se basan en métodos de medida indirectos y, en particular, en la detección de diferencias de presión provocadas por la inserción de un elemento en el conducto donde se desea medir. Para entender éste y

otros métodos de medida de caudal es necesario repasar, siquiera brevemente, la teoría básica de flujo de fluidos.

Se denomina flujo viscoso o laminar al de un fluido a lo largo de un conducto recto, con paredes lisas y sección transversal uniforme, donde la trayectoria de cada una de las partículas es paralela a las paredes del tubo y con la misma dirección. Por contra, se habla de flujo turbulento cuando algunas de las partículas del fluido poseen componentes de velocidad longitudinal y transversal, y aparecen remolinos o torbellinos.

Para un fluido incompresible, en el que la gravedad sea la única fuerza interna, i.e. sin rozamientos, que fluya en régimen estacionario y sin que entre ni salga calor de él, se cumple el teorema de Bernouilli. Según éste, todo cambio de velocidad provoca un cambio de sentido opuesto en la presión, cambio que es igual al que experimenta la energía cinética de la unidad de volumen, sumado a cualquier cambio debido a diferencia de nivel. Es decir

$$p + \rho gz + \rho v^2/2 = \text{constante} \quad (7.7)$$

donde

- p es la presión estática
- ρ es la densidad del fluido (incompresible)
- g es la aceleración de la gravedad
- z es la altura geométrica respecto a un nivel de referencia
- v es la velocidad del fluido en el punto considerado
- $\rho v^2/2$ se denomina presión dinámica

Un dispositivo simple, cuyo fundamento se puede describir mediante la expresión (7.7), es el tubo de Pitot, empleado para determinar la magnitud de la velocidad de un fluido en un punto. En el caso de un canal abierto, con un fluido incompresible y sin fricción y flujo unidimensional de dirección conocida, si se dispone un tubo en ángulo recto con una abertura dirigida aguas arriba (figura 1.16), el lí-

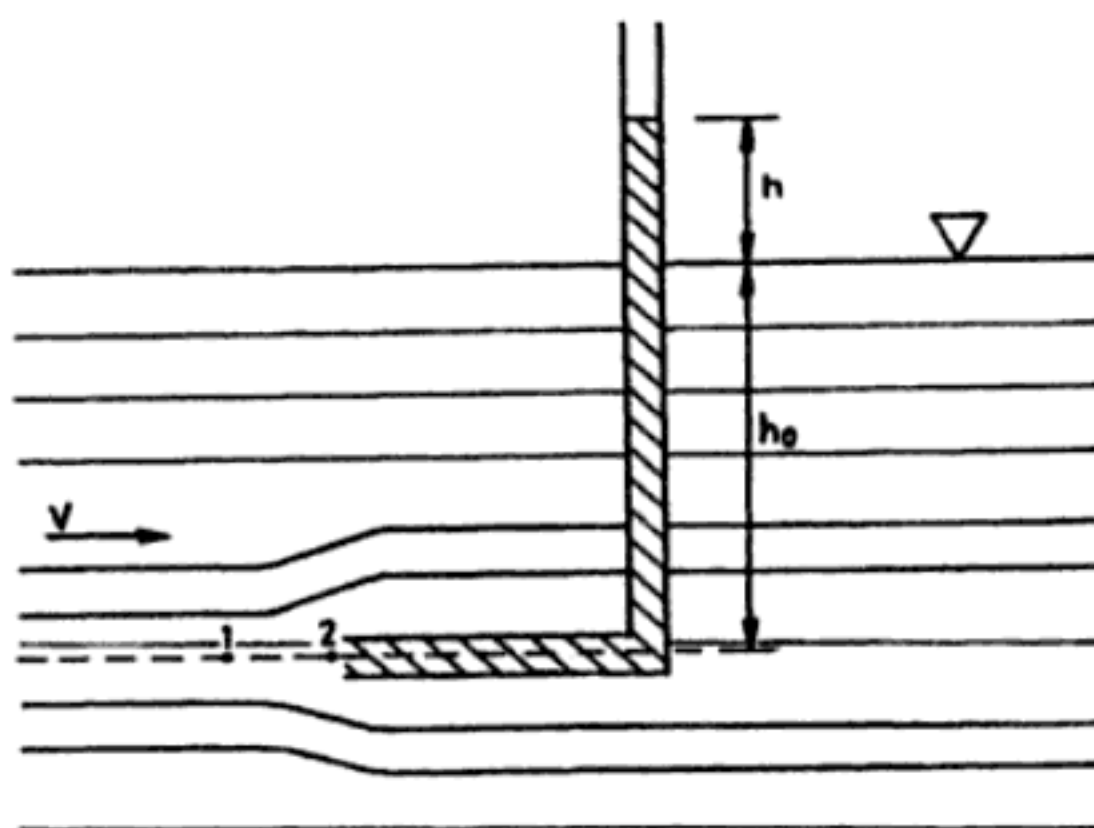


Figura 1.16 Tubo de Pitot en canal abierto.

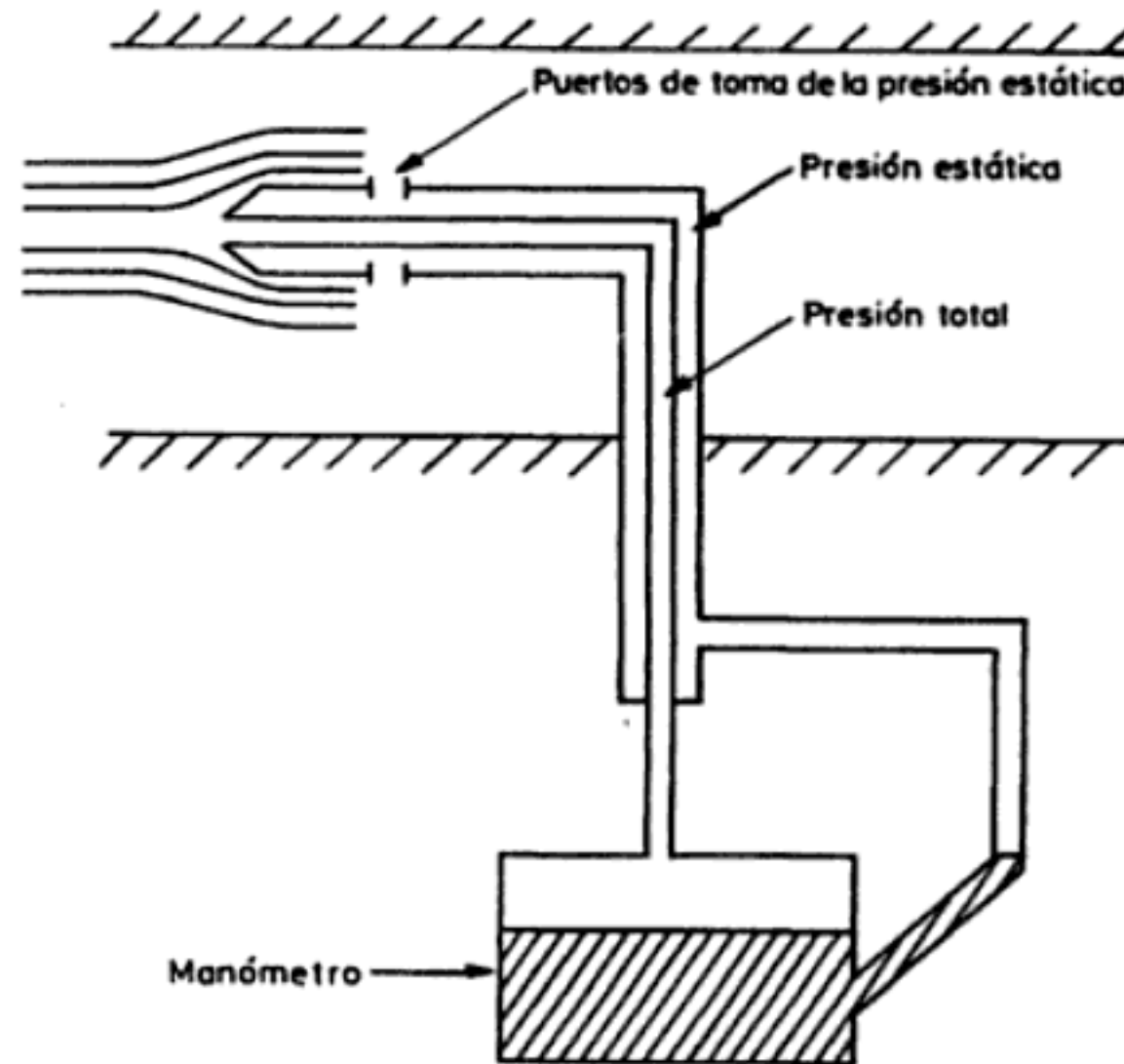


Figura 1.17 Tubo de Pitot en canal cerrado. El manómetro mide la diferencia entre la presión total y la presión estática, y puede ser de tipo electrónico.

quido penetra en el tubo y sube lo suficiente para que se equilibre la presión de la columna líquida con la fuerza producida por la velocidad al impactar el fluido en la abertura. Dado que enfrente de ésta la velocidad es nula, las líneas de flujo se «reparten», creándose un punto de estancamiento. Se cumple, pues,

$$\frac{v^2}{2g} + \frac{p_1}{\rho g} = \frac{p_2}{\rho g} = h_0 + h \quad (7.8)$$

y como, al ser un canal abierto, $p_1 = \rho g h_0$, se tiene finalmente

$$v^2 = 2gh \quad (7.9)$$

En un tubo cerrado hay que medir la presión estática mediante un manómetro y la presión total (o de estancamiento), p_t , mediante un tubo de Pitot. Con la disposición de la figura 1.17, se hacen las dos medidas a la vez. A partir de (7.7) es fácil obtener la relación entre la velocidad y la diferencia entre ambas presiones, que resulta ser

$$v^2 = 2(p_t - p)/\rho \quad (7.10)$$

El tubo de Pitot es utilizado frecuentemente en aviación para medir la velocidad del aire.

Los caudalímetros de obstrucción son, sin duda alguna, los más frecuentes, y su funcionamiento se puede describir también a partir de (7.7). Se denomina obs-

trucción a una restricción de flujo de área constante. En ella se produce una caída de presión que depende del flujo, según se demuestra seguidamente. De esta forma, la medida de caudal se reduce a una medida de presión diferencial.

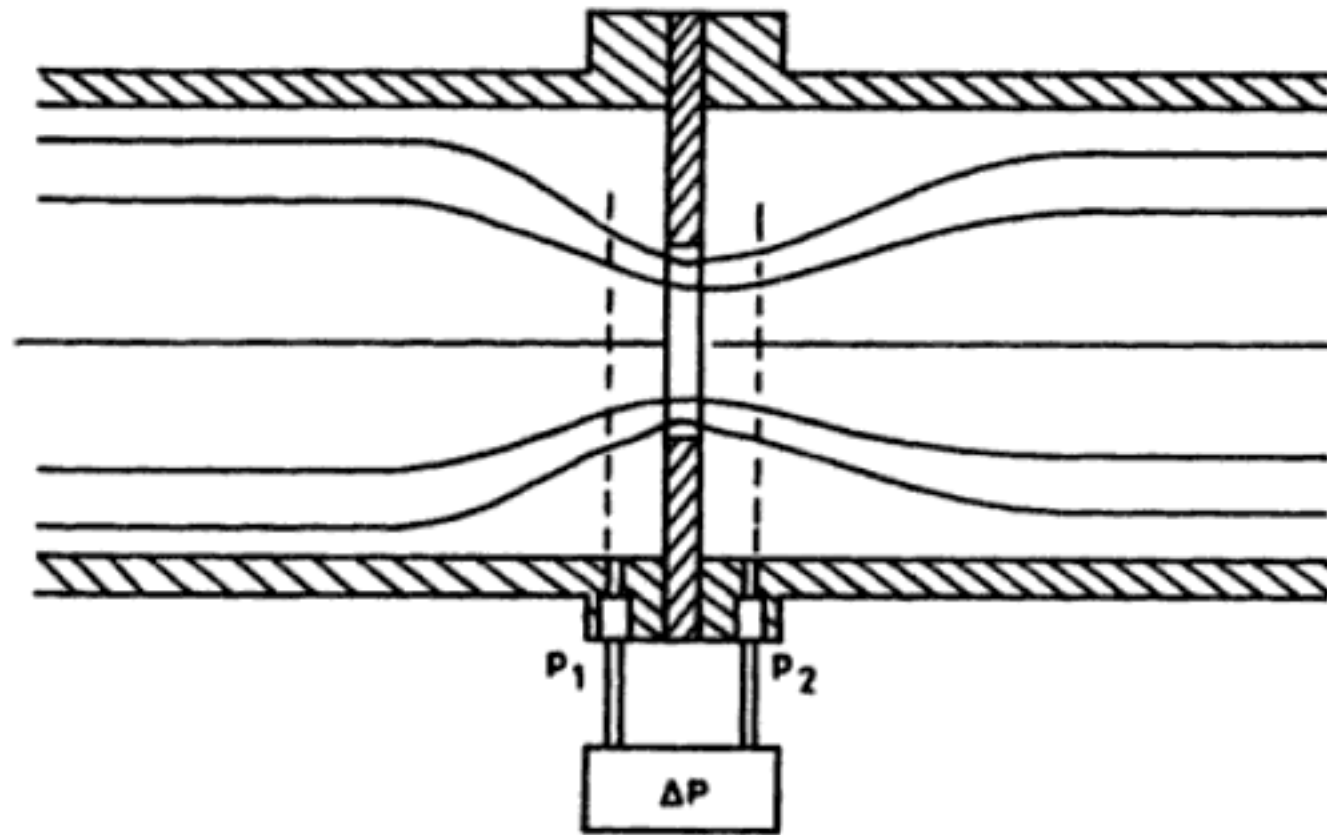


Figura 1.18 Placa de obstrucción para la medida de caudal empleando un sensor de presión diferencial.

Si en un conducto cerrado se interpone una placa con un orificio, hay una contracción de la vena fluida, que pasa de tener una sección transversal A_1 (la del conducto) a una sección transversal A_2 (la del orificio) (figura 1.18), y ello lleva asociado un cambio de velocidad. Dado que la masa se debe conservar,

$$Q = A_1 v_1 = A_2 v_2 \quad (7.11)$$

Por otra parte, la aplicación del teorema de Bernoulli lleva a

$$p_1 + \rho g z_1 + \rho v_1^2 / 2 = p_2 + \rho g z_2 + \rho v_2^2 / 2 \quad (7.12)$$

Si $z_1 = z_2$, a partir de estas dos expresiones es inmediato obtener

$$v_2^2 = \frac{2 (p_1 - p_2) / \rho}{1 - (A_2 / A_1)^2} \quad (7.13)$$

El caudal teórico es $Q = A_2 v_2$, pero el caudal real es algo inferior y se determina calculando experimentalmente un factor de corrección, denominado coeficiente de descarga, C_d , que depende de A_1 , A_2 y otros factores. Su valor es del orden de 0,6. Se tiene así

$$Q_r = C_d Q \quad (7.14)$$

Entre los principales inconvenientes de este método hay que señalar que impone una pérdida de carga apreciable y que es difícil medir con exactitud caudales fluctuantes, a no ser que el medidor de presión diferencial sea rápido (incluidos los efectos de las conexiones hidráulicas). Las denominadas toberas y venturímetros tienen igual fundamento, pero los perfiles son más suaves, de modo que la pérdida de carga es menor (C_d puede ser de hasta 0,97).

La aplicación del teorema de Bernouilli y del principio de conservación de la masa a la medida del caudal volumétrico, puede hacerse también de forma recíproca a la vista anteriormente. Es decir, se puede hacer variable la sección de paso del fluido y mantener constante la diferencia de presión entre ambos lados de una obstrucción. El caudal a medir está entonces relacionado con la sección de paso.

Los rotámetros (figura 1.19) son indicadores de caudal medio basados en este método. Consisten en un tubo de conicidad uniforme y un obturador ranurado, dispuesto en su interior, que es arrastrado por el fluido, a lo que se opone con su peso. El fluido, líquido o gas, circula de abajo arriba. Si aumenta el caudal, el obturador se eleva de modo que el área de paso sea mayor y la diferencia de presiones se mantenga constante. El desplazamiento del obturador indica así el caudal de fluido.

Para presiones inferiores a 3,5 kPa y líquidos que no sean totalmente opacos, el tubo puede ser de vidrio y llevar inscrita la escala donde se lee la posición del flotador. Para presiones elevadas y caudales altos el tubo debe ser metálico, detectándose entonces la posición del obturador de forma magnética. También se puede aplicar el método de medida por comparación mediante un flotador magnético y un solenoide lineal en el exterior del tubo. La posición del flotador se mide con un detector fotoeléctrico. El caudal se determina a partir de la corriente que hay que suministrar al solenoide para reposicionar el flotador en la posición de referencia [11].

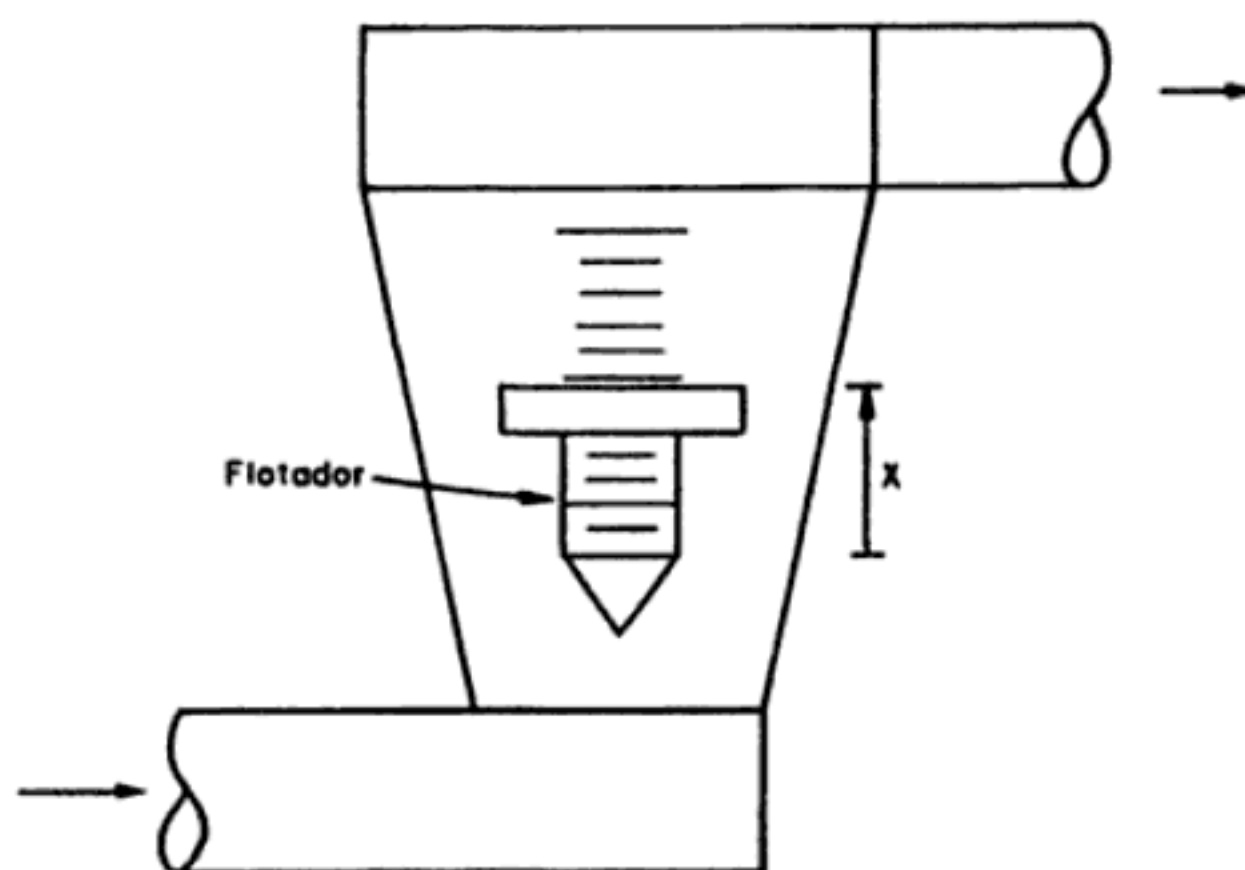


Figura 1.19 Caudalímetro de área variable: rotámetro.

Los caudalímetros de turbina consisten en una rueda alabeada, dispuesta en el seno del fluido en movimiento, que provoca su giro con una velocidad proporcional a la del fluido, si ésta es suficientemente alta. La velocidad de giro de las paletas se detecta mediante un captador magnético.

En las corrientes de superficie libre, bien sea en canales abiertos, bien en tuberías que no estén completamente llenas, se emplean métodos de medida distintos a los vistos para tuberías a presión. Uno de ellos se basa en la utilización de vertederos.

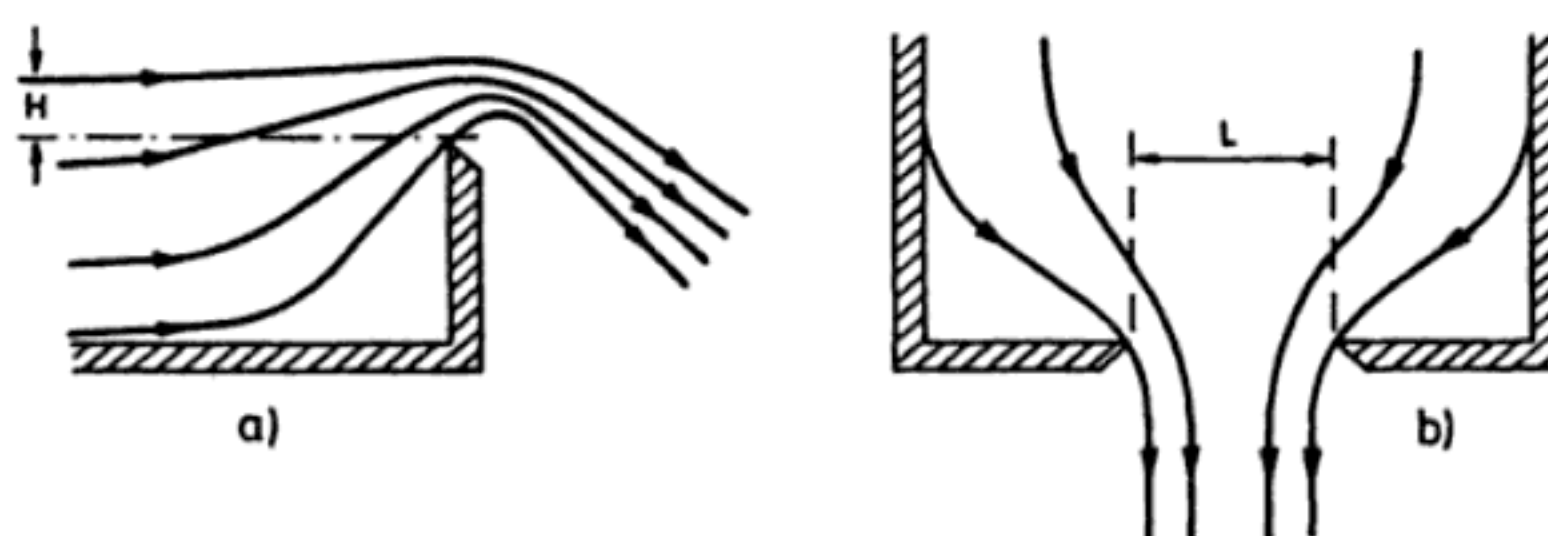


Figura 1.20 Vertedero de aforo con escotadura rectangular. a) Vista lateral. b) Vista desde arriba.

Un vertedero de aforo consiste en una abertura practicada en la parte superior de una presa o pared perpendicular a la dirección del flujo, que provoca un estancamiento detrás suyo, de modo que el líquido se vierte a través de la abertura (figura 1.20). Se convierte así energía cinética del fluido en energía potencial, y el fluido alcanza una altura sobre el punto inferior de la abertura que es función del caudal. Para una abertura rectangular, por ejemplo,

$$Q = K L H^{3/2} \quad (7.15)$$

donde Q es el caudal, H la altura alcanzada, L la anchura del vertedero y K una constante. La medida de H puede hacerse con un sensor de nivel.

1.7.4 Sensores de nivel

El método más simple para medir el nivel de un líquido es sumergir una regla graduada y ver la longitud que queda mojada al extraerla, pero no se presta fácilmente a la automatización. Para obtener una señal eléctrica se puede emplear un flotador con una conexión mecánica que, en virtud del principio de Arquímedes, convierte el desplazamiento de la superficie libre en una fuerza o par, y éstos en un ángulo de giro (figura 1.21a). Otra posibilidad es emplear un flotador con una polea y un contrapeso (figura 1.21b): el ángulo girado por la polea es proporcional al nivel de líquido. Para evitar que el flotador derive por la superficie, se encierra

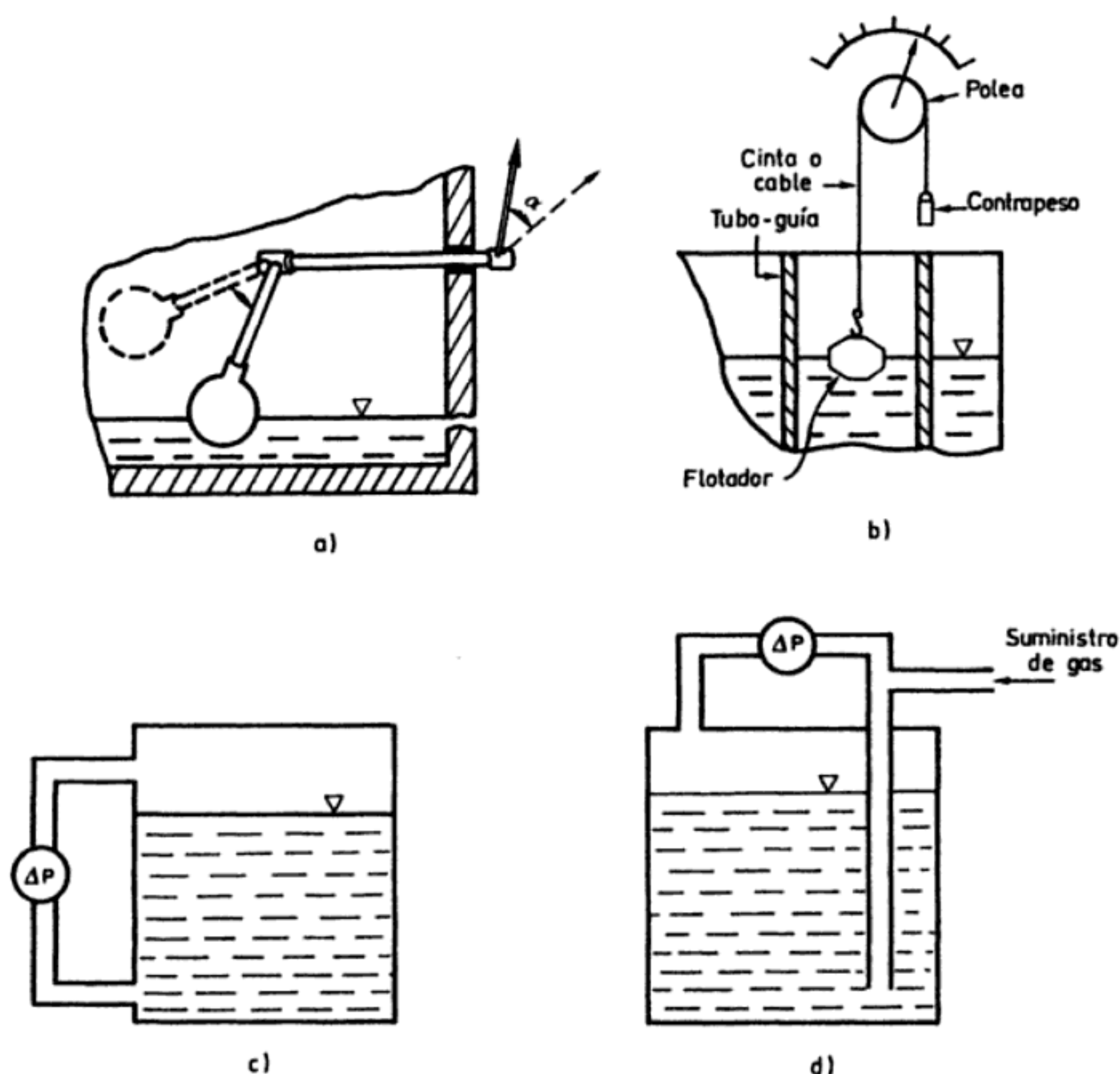


Figura 1.21 Diversos sensores de nivel. (a) y (b) Basados en flotador. (c) De presión diferencial. (d) De burbujeo y medida de presión diferencial.

en un tubo-guía. Para evitar el depósito de sustancias en su superficie, tiene forma ahusada.

Una alternativa es medir la diferencia de presiones ΔP entre el fondo del depósito y la superficie del líquido (figura 1.21c). La relación con la altura del líquido h es

$$h = \frac{\Delta P}{\rho g} \quad (7.16)$$

donde ρ es la densidad del líquido y g la aceleración de la gravedad. Este método se puede aplicar tanto en depósitos abiertos como en depósitos cerrados a presión. En ambos casos, el desconocimiento exacto de ρ , que depende del líquido y de la temperatura, es una fuente de error. Las posibles fugas en la toma de presión cercana al fondo, son otro problema a considerar.

El método de la figura 1.21d, denominado de burbujeo, evita la medida de presión en el fondo del depósito. Consiste en un tubo inmerso hasta las proximidades del fondo, y por el que se hace circular un gas inerte a caudal constante que se ajusta hasta que se ven aparecer burbujas en el extremo del tubo. La presión en el tubo es igual entonces a la presión en la altura del depósito donde está el extremo del tubo.

1.7.5 Sensores de fuerza y par

Un método para medir una fuerza (o un par de fuerzas) consiste en compararla con otra conocida con exactitud, como se hace en las balanzas. Otro método consiste en medir el efecto de la fuerza sobre un elemento elástico, denominado célula de carga. En las células de carga «eléctricas», el efecto es una deformación o desplazamiento. En las células de carga hidráulicas y neumáticas, el efecto es un aumento de la presión de un líquido o un gas, respectivamente.

Al aplicar un esfuerzo mecánico a un elemento elástico inmóvil, éste se deforma hasta que las tensiones generadas por la deformación igualan las debidas al esfuerzo aplicado. El resultado es un cambio en las dimensiones del elemento, que si tiene una forma apropiada puede ser proporcional al esfuerzo mecánico.

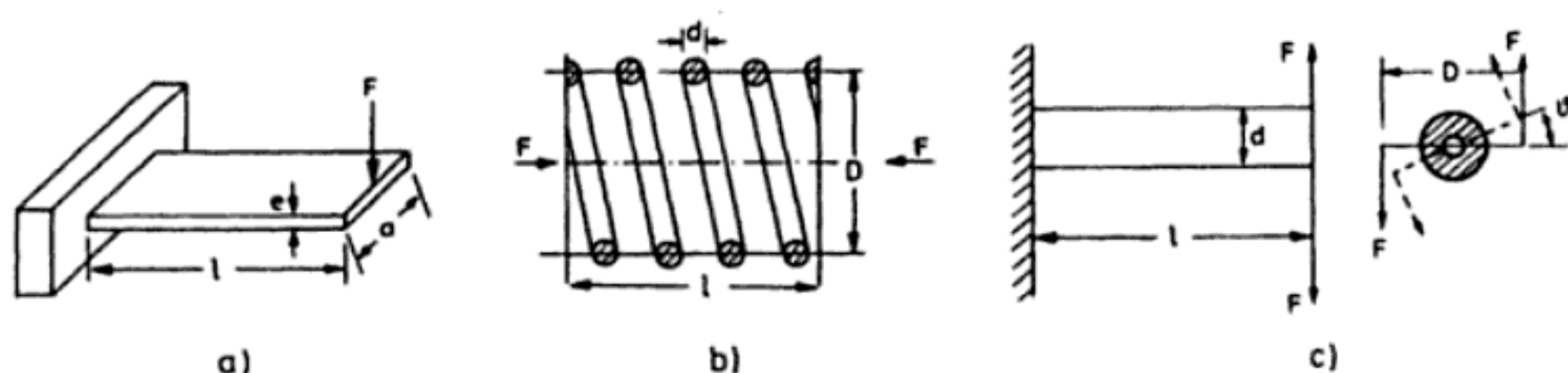


Figura 1.22 Distintas formas de muelles con deflexión lineal y angular.

En la figura 1.22 se presentan tres disposiciones físicas adecuadas para esta aplicación. Las ecuaciones correspondientes son las del cuadro 1.8. En [9] pueden encontrarse formas adicionales con sus respectivas ecuaciones.

1.8 MATERIALES EMPLEADOS EN SENSORES

Los sensores se basan en fenómenos físicos o químicos y en materiales donde dichos fenómenos se manifiestan de una forma útil, es decir, con sensibilidad, repetibilidad y especificidad suficientes. Los fenómenos pueden ser relativos al material en sí o a su disposición geométrica, y muchos de ellos son conocidos desde hace tiempo. Las mayores novedades en sensores se deben al descubrimiento de nuevos materiales [13], de formas de prepararlos, o a ambas cosas.

Los materiales (sólidos, líquidos o gases) están constituidos por átomos, moléculas o iones (átomos que han perdido o ganado electrones). Los átomos pueden

Cuadro 1.8 Deflexión y esfuerzos en las piezas elásticas de la figura 1.22. Todas las magnitudes están expresadas en unidades del SI (longitudes en metros, fuerzas en newtons, ángulos en radianes) [9].

	Deflexión	Máximo esfuerzo
Voladizo	$x = \frac{4 Fl^3}{Ea\theta^3} = \frac{2\sigma l^2}{3 E\theta}$	$\sigma_M = \frac{6 Fl}{\theta^2 a} = \frac{3 Eex}{2 l^2}$
Espiral	$x = \frac{8 FnD^3}{Gd^4} = \frac{\pi nD^2}{Gdk_1} \tau$	$M = \frac{8 k_1 DF}{\pi d^3} = \frac{Gdxk_1}{\pi nD^2}$
Barra de torsión	$\theta = \frac{32 FDI}{\pi d^4 G} = \frac{2 \tau l}{dG}$	$\tau_M = \frac{16 FD}{\pi d^3} = \frac{dG\theta}{2l}$

E = Módulo de elasticidad longitudinal (Young).
G = Módulo de elasticidad torsional.
k₁ = Factor de esfuerzo (función de D/d) (valor entre 1,1 y 1,6).
n = Número de espiras.

unirse para formar moléculas y redes de átomos, gracias a distintas fuerzas de cohesión o enlaces: iónico, metálico, covalente y de Van der Waals. El enlace iónico está formado por atracción electrostática entre iones de carga opuesta. Los sólidos iónicos tienen elevada resistencia mecánica, temperatura de fusión relativamente alta y conductividad eléctrica baja. El enlace metálico está determinado por los electrones de valencia (los de la capa más exterior del átomo) cuyo campo eléctrico estabiliza una red compacta de iones metálicos positivos a través de la cual se desplazan libremente aquéllos, constituyendo el denominado gas electrónico. Los electrones libres ocasionan la alta conductividad eléctrica y térmica de los metales, y sus fuerzas electrostáticas, a lo largo y ancho de toda la estructura cristalina, mantienen la cohesión y permiten deformar el metal sin que se fracture.

El enlace covalente está formado por el solapamiento de pares de electrones orbitales atómicos, aportado uno por cada átomo, y que no pueden orbitar más allá de los átomos a los que pertenecen. El enlace covalente puede existir tanto en las moléculas como entre los átomos de una red cristalina y dota al material de una alta resistividad eléctrica. El enlace de Van der Waals o molecular existe entre moléculas con enlaces covalentes intramoleculares, cuando hay un movimiento coordinado de sus electrones de valencia. Dado que esta fuerza de atracción es débil, los materiales con enlace molecular tienen puntos de fusión y ebullición bajos; se utilizan poco en sensores.

En cada átomo los niveles de energía posibles están cuantificados, es decir, cada electrón sólo puede ocupar uno de varios niveles de energía específicos, tanto en su estado normal como si ha sido excitado energéticamente. Entre los niveles de reposo y los niveles excitados hay una separación que corresponde a la energía que hay que comunicar a un electrón para pasar de uno a otro nivel.

Cuando hay varios átomos, por ejemplo en un cristal, el conjunto de niveles de energía es muy grande y difieren poco entre sí. Se habla entonces de bandas de energía, que agrupan todos los niveles próximos. Hay tres bandas: la banda saturada o de valencia (normal), la banda de niveles de energía libre o de conducción (estados excitados) y la banda prohibida (entre las dos anteriores).

Para sensores interesan los efectos sobre las propiedades eléctricas de los materiales, y la propiedad básica es la conductividad eléctrica. Atendiendo a ésta, los materiales se clasifican en: conductores, semiconductores y dieléctricos (aislantes). La diferencia entre ellos se aprecia representando sus bandas de energía (figura 1.23). En los conductores las bandas de valencia y de conducción se solapan, de manera que en la banda de conducción hay siempre electrones libres. En los aislantes, en cambio, la banda prohibida es tan ancha que apenas se observa conductividad por electrones. En los semiconductores la situación es intermedia, y la aportación de energía externa permite obtener portadores libres. Cada forma de energía (térmica, óptica, eléctrica...) tiene una eficacia distinta, y además la cantidad de energía a aportar depende de la presencia de defectos e impurezas en el material, que establecen niveles de energía intermedios entre las bandas de valencia y de conducción. Todos estos factores se utilizan en el diseño de sensores.

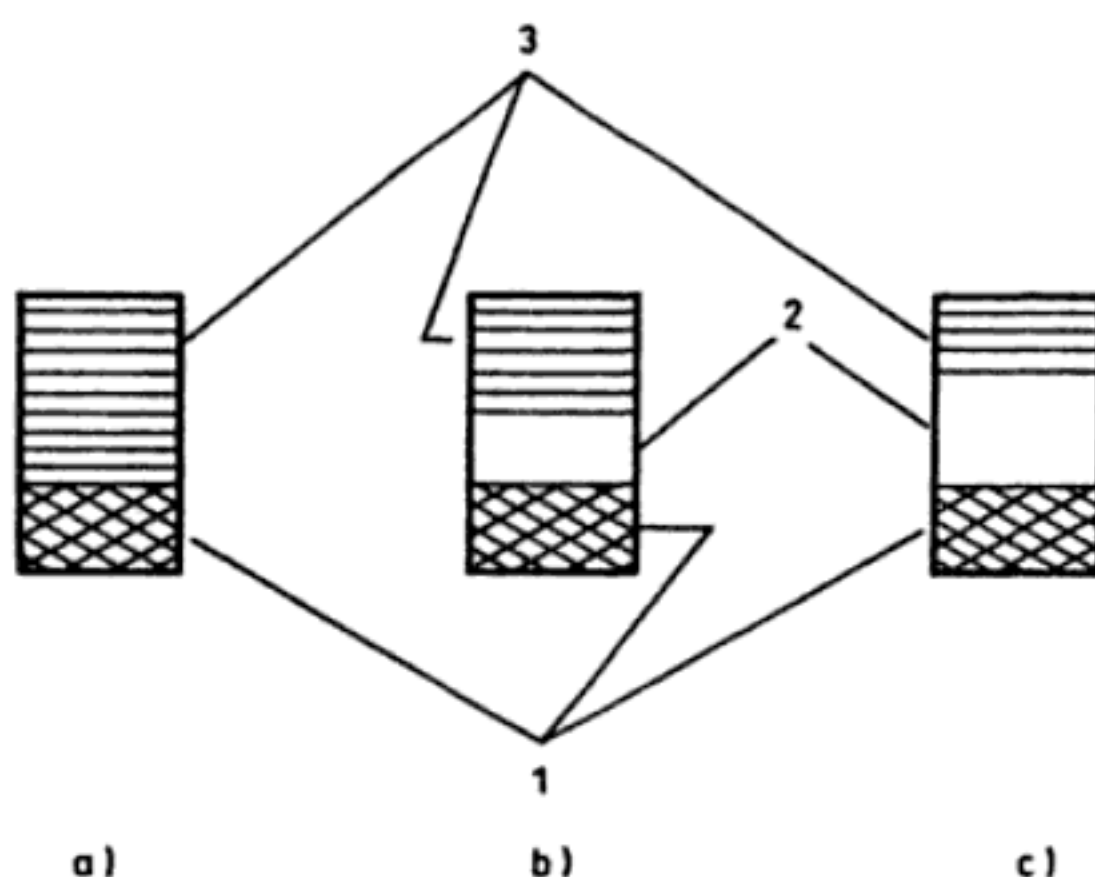


Figura 1.23 Diagrama de bandas de energía para un conductor (a), un semiconductor (b) y un aislante (c). 1: banda de valencia; 2: banda prohibida; 3: banda de conducción.

Desde el punto de vista estructural, los materiales sólidos pueden ser monocristalinos, policristalinos, amorfos y amorfocristalinos. El tipo de red formada depende, sobre todo, de las dimensiones del átomo y de la configuración de sus capas de electrones externas. Los monocristales son disposiciones regulares de átomos, que pueden ser consideradas la repetición periódica en las tres dimensiones de una célula cristalina básica. Los materiales policristalinos consisten en un gran número de pequeños cristales con orientaciones diversas y propiedades isotrópicas. Es el caso de los metales y las cerámicas.

Los materiales amorfos carecen de ordenación atómica. Son líquidos solidificados en los que al reducir la temperatura hay un aumento de la viscosidad que impide la formación y crecimiento de los cristales. Es el caso del vidrio y las resinas. Mediante enfriamiento rápido, y otras técnicas, es posible obtener aleaciones metálicas amorfas o vidrios metálicos, que tienen gran resistencia a la deformación plástica, a la propagación de grietas y a la corrosión electroquímica. Los materiales amorfocristalinos son sustancias amorfas parcialmente cristalizadas. Es la estructura de la mayoría de los polímeros.

1.8.1 Conductores, semiconductores y dieléctricos

Hay dos tipos de conductores: los electrónicos, que son los metales y sus aleaciones, y los iónicos, que son los electrólitos (soluciones, acuosas o no, de ácidos, bases o sales). La movilidad de los electrones en los metales es relativamente pequeña debido a las vibraciones aleatorias de los núcleos atómicos de la red. Los metales y aleaciones se emplean como sensores por sus propiedades termoeléctricas, por la variación de su conductividad con la temperatura y la deformación, o simplemente porque su alta conductividad eléctrica facilita la formación de circuitos donde una variable a medir produce cambios detectables. También se emplean como sensores primarios, por ejemplo en bimetales o elementos deformables (diafragmas, células de carga). Algunos metales se emplean por sus propiedades magnéticas (apartado 1.8.2), mientras que otros se emplean como electrodos y catalizadores de reacciones químicas. Los electrólitos se emplean, sobre todo, en sensores químicos.

Los semiconductores son el grupo de materiales cuyo uso en sensores ha experimentado últimamente el mayor crecimiento. Tienen enlaces covalentes y su conductividad eléctrica viene afectada por la temperatura, la deformación mecánica, la luz, los campos eléctricos y magnéticos, las radiaciones corpusculares y electromagnéticas, y la absorción de sustancias diversas. Estos efectos son además controlables mediante la adición de impurezas (semiconductores extrínsecos). Por otra parte, el silicio, que es el material mejor conocido gracias a su extenso uso en electrónica, permite integrar junto al sensor diversas funciones de procesamiento de la señal detectada, y se presta a técnicas de fabricación en gran escala. Aun se puede añadir que el silicio es mecánicamente tan fuerte como el acero y no tiene histéresis mecánica. De particular interés es la producción de sensores basados en silicio amorfo, que es mucho más fácil de obtener que el silicio cristalino. Otros semiconductores empleados son el germanio, y diversos compuestos, cristalinos o amorfos, como el AsGa, Sbin, SCd, SPb, SeCd y el SePb.

Los dieléctricos están formados por enlaces covalentes y por ello se emplean, ante todo, como aislantes eléctricos. Pero además se emplean para la detección, por ejemplo en condensadores variables donde la composición afecta a la constante dieléctrica. Otros dieléctricos se emplean por sus propiedades higroscópicas como sensores de humedad, que afecta a su conductividad y constante dieléctrica. Pero los dieléctricos más empleados en sensores son las cerámicas, los polímeros orgánicos y el cuarzo.

Las cerámicas resisten la corrosión, la abrasión y las altas temperaturas. Por ello han sido tradicionalmente el material de soporte de otros materiales sensores, clásicos y en las tecnologías de película gruesa y fina. Desde hace unos años, sin embargo, vienen creciendo los usos de cerámicas como elementos detectores, basados en las propiedades del cristal (NTC), en propiedades de la granularidad y de la disociación entre granos (PTC de conmutación, cerámicas piezo- y piroeléctricas, ferritas), y en propiedades superficiales (Al_2O_3 en sensores de humedad, ZrO_2 en sensores de oxígeno y SnO_2 en sensores de gases).

Los polímeros orgánicos son macromoléculas formadas al unirse entre sí, mediante enlaces covalentes, un gran número de moléculas iguales o monómeros. La unión puede hacerse formando cadenas lineales o tridimensionales. En el primer caso el producto es flexible, elástico y termoplástico (recupera su estado viscoso al aumentar la temperatura); hay termoplásticos cristalinos (nilón, polietileno, polipropileno), y los hay amorfos (poliestireno, policarbonato, cloruro de polivinilo). Los polímeros tridimensionales son más rígidos, son casi insolubles y sufren cambios irreversibles al calentarse; por ejemplo, las siliconas, el poliéster, la melamina y las resinas epóxicas.

Los plásticos se obtienen añadiendo a un polímero (que actúa de aglutinante), una carga o material de relleno que se le adhiere fuertemente. Los plásticos son los aislantes por antonomasia, pero hay al menos cuatro tipos de polímeros que se emplean por sus propiedades sensoras: de humedad, piro- y piezoeléctricas, y elastómeros y polímeros conductores. Los elastómeros (neopreno, SBR, uretano) son polímeros que al someterlos a presión experimentan una gran deformación, acompañada a veces de cambios de conductividad eléctrica. Los polímeros pueden hacerse conductores mediante dopado o con aditivos de alta conductividad relativa (plata, carbón). El arquetipo es el poliacetileno dopado. Los polímeros se usan también como membranas de soporte en sensores selectivos de ion y en biosensores (apartado 9.6).

1.8.2 Materiales magnéticos

Los materiales magnéticos pueden ser débilmente magnéticos o fuertemente magnéticos. En los primeros la permeabilidad magnética no depende de la intensidad del campo aplicado. Pertenecen a este grupo los materiales diamagnéticos ($\mu_r < 1$) y los paramagnéticos ($\mu_r > 1$). En los materiales fuertemente magnéticos, o magnéticos a secas ($\mu_r \gg 1$), la permeabilidad depende de la intensidad del campo magnético. En este grupo están los materiales ferromagnéticos (hierro, cobalto y níquel) y ferrimagnéticos (ferritas).

Los materiales ferromagnéticos pueden considerarse formados por numerosos volúmenes elementales o dominios, cada uno con una magnetización en una dirección dada. Si los momentos magnéticos de los diversos dominios tienen direcciones distintas, el material está desmagnetizado. Pero si hay un cierto grado de alineamiento entre dominios, el material está magnetizado.

Los momentos magnéticos fundamentales se deben a corrientes electrónicas «elementales». En el caso de los elementos del grupo del hierro (Fe, Co, Ni), se

deben al desapareamiento en el espín electrónico (pero no a su momento orbital). En las tierras raras (por ejemplo, el gadolinio), hay además una contribución al momento magnético elemental debida a desequilibrios orbitales.

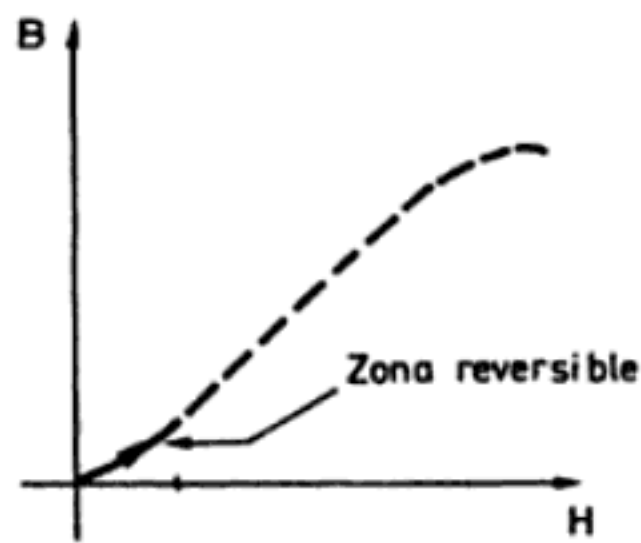
Durante la magnetización de un material ferromagnético, hay dos tipos de procesos: cambios del volumen de algunos dominios a expensas de otros (proceso de desplazamiento), y giro de los momentos magnéticos de los dominios en la dirección del campo externo (proceso de orientación). En la figura 1.24 se describe la magnetización en función de la intensidad del campo aplicado, H . Si H es pequeña (figura 1.24a) crecen los dominios con dirección próxima a la del campo aplicado, y el material está ligeramente magnetizado en la dirección de estos dominios. Pero si desaparece el campo H , los dominios vuelven a su tamaño original: el proceso es reversible.

Si H es más grande (figura 1.24b) el magnetismo inducido crece de forma casi lineal por la reorientación de los dominios; pero al quitar el campo algunos dominios reducen su volumen y otros se desalinean, con lo cual el magnetismo remanente B_r es algo menor. Si H es muy grande (figura 1.24c) casi todos los dominios han sido reorientados en una dirección muy próxima a la del campo aplicado, y un aumento del campo no comporta un aumento de la magnetización: el material está «saturado»; al quitar el campo, algunos dominios que han sido llevados más allá de su estado estable se realinean, y B_r es algo menor que el valor de saturación, pero no nulo. Para tener una magnetización nula, hay que aplicar un campo de signo opuesto al original y cuyo valor se denomina campo magnético coercitivo, H_c .

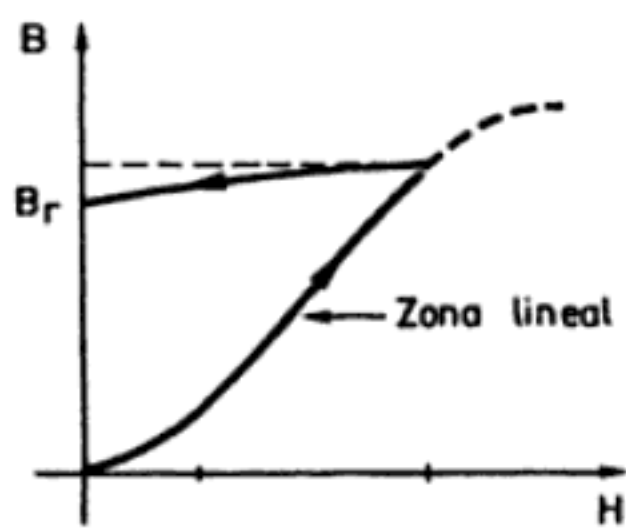
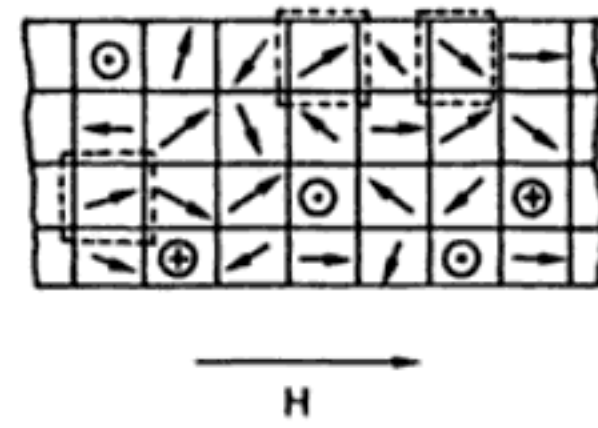
Si se aplica un campo H con valores crecientes y decrecientes, se describe una curva unívoca pero en la que el recorrido para valores crecientes difiere del recorrido para valores decrecientes: hay histéresis. Según las proporciones de esta curva, se habla de materiales magnéticamente blandos y materiales magnéticamente duros. Los materiales blandos tienen un ciclo de histéresis pequeño, con μ alta y H_c pequeña (figura 1.24e). Se emplean en aplicaciones de corriente alterna, pues sus pérdidas de energía por histéresis son pequeñas. Es el caso del ferrosilicio. Los materiales duros tienen un ciclo de histéresis amplio con permeabilidad relativamente pequeña y campo coercitivo grande (figura 1.24d). Por esta última propiedad, son de interés en imanes permanentes. La dureza magnética va acompañada de dureza mecánica, lo que dificulta el acabado de estos materiales.

La permeabilidad magnética de los materiales ferromagnéticos depende de la temperatura: va creciendo conforme aumenta ésta, hasta alcanzar la temperatura de Curie, distinta para cada material, donde μ es máxima. A partir de ahí desciende bruscamente porque las regiones de magnetización espontánea se alteran por el movimiento térmico, y el material tiene comportamiento paramagnético.

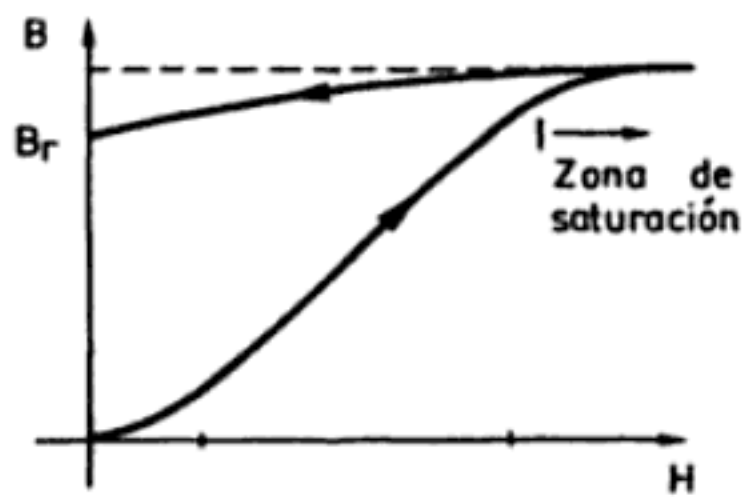
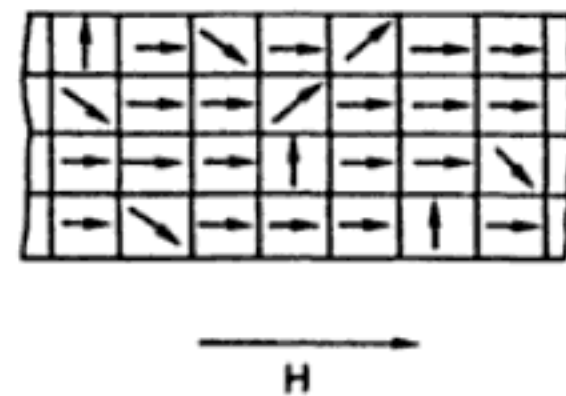
Los materiales ferrimagnéticos son sustancias cristalinas en las que los momentos magnéticos de los iones próximos se orientan antiparalelamente, pero con una cierta preponderancia de un sentido sobre el otro, por lo que pueden alcanzar una magnetización neta apreciable. Tienen estructura de dominios y punto de Curie, por lo que su comportamiento es similar al de las sustancias ferromagnéticas. Sin embargo, se saturan antes, su dependencia con la temperatura es más compleja y su resistividad eléctrica es mucho más alta. Son óxidos metálicos complejos que se designan como ferritas.



a)



b)



c)

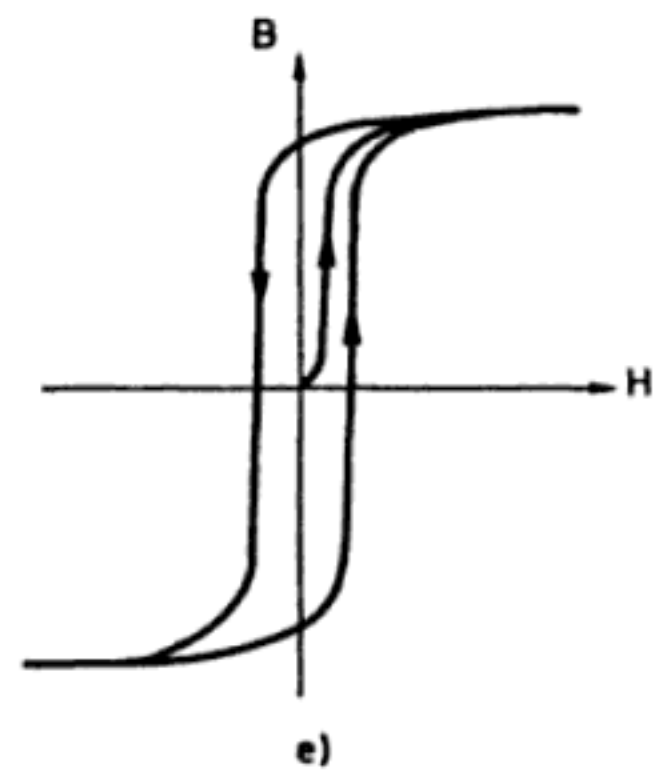
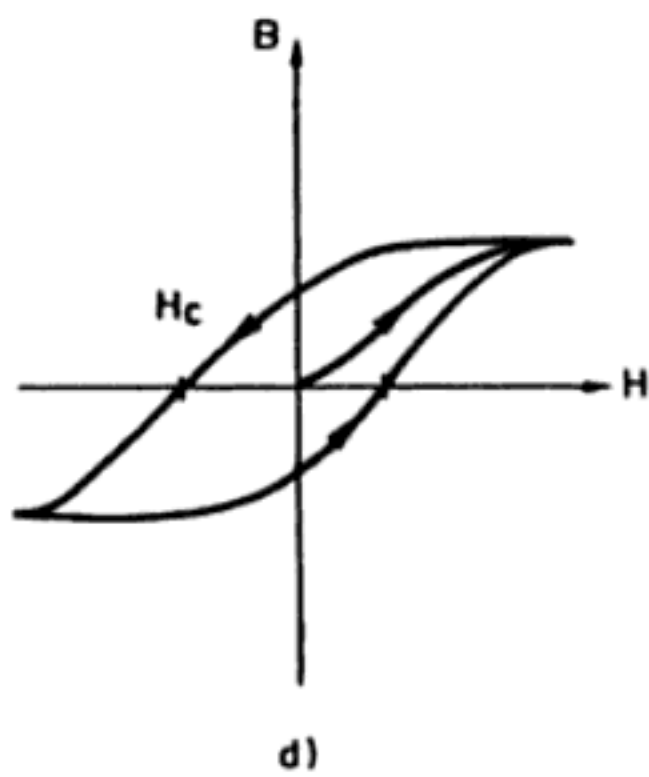
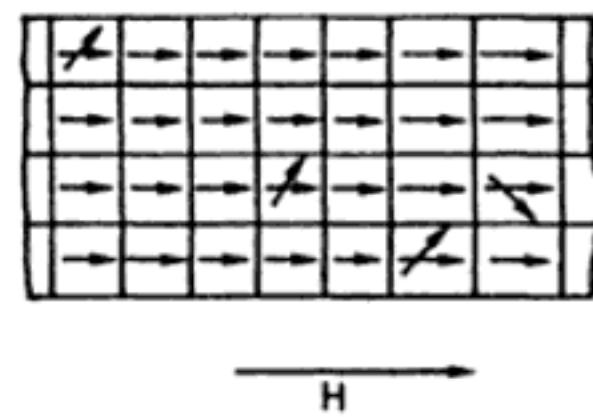


Figura 1.24 Magnetización de materiales ferromagnéticos.

1.9 TÉCNICAS DE PREPARACIÓN DE MATERIALES PARA MICROSENSORES

Los materiales para microsensores se preparan según su naturaleza, el principio de detección deseado y la aplicación. Cada vez más se emplean técnicas comunes en la fabricación de circuitos electrónicos (circuitos impresos, películas gruesa y delgada, monolíticos) y el micromecanizado del Si, AsGa y el cuarzo. Estas técnicas permiten obtener sensores de pequeño tamaño, fiables y con grandes volúmenes de producción que reducen mucho los costes. Los materiales de los circuitos impresos, cobre y sustratos, tienen pocas propiedades que permitan aplicarlos directamente como sensores. La detección de humedad, con sustratos preparados, y algunos sensores capacitivos son los ejemplos más notables.

1.9.1 Técnicas de película gruesa

La tecnología de película gruesa emplea «pastas» o «tintas» que contienen dispersos metales ordinarios o nobles, de modo que pueden ser conductoras, resistivas o dieléctricas. Dichas pastas se depositan sobre un sustrato cerámico, de acuerdo con la geometría predefinida del circuito a realizar, con líneas de 50 a 200 μm de ancho, y se funden sometiénolas a temperaturas elevadas en un horno, normalmente en una atmósfera de aire. El proceso de impresión, secado y fusión se va repitiendo para las distintas pastas empleadas, y con ciclos térmicos predeterminados. Se forma así una película de unos 15 μm de espesor que es impermeable a muchas sustancias, pero relativamente porosa a ciertos agentes químicos o biológicos. Las tolerancias de los componentes obtenidos son elevadas ($\pm 10\%$ a $\pm 20\%$), pero se pueden ajustar hasta $\pm 0,2\text{-}0,5\%$ mediante vaporización selectiva por láser.

Hay tres tipos básicos de circuitos de película gruesa, según la temperatura de fusión empleada. Las películas de baja temperatura funden a unos 150°C y emplean como soporte materiales plásticos (incluidos los de circuitos impresos) y dos tipos de pastas: las termoplásticas y las termoestables. Las termoplásticas se emplean, sobre todo, en interruptores de membrana. Las termoestables se basan en materiales epóxicos con carbón y plata. Las películas de alta temperatura funden a $600\text{-}1000^\circ\text{C}$ y emplean como soporte óxido de aluminio de alta pureza, zafiro o berilo (silicato de aluminio y berilio); las pastas conductoras están basadas en paladio y rutenio junto con plata u oro, mientras que las pastas dieléctricas están basadas en una frita de vidrio de borosilicato. Las películas de temperatura intermedia funden a unos 600°C y emplean como soporte acero de bajo contenido en carbono recubierto de porcelana. Las pastas son similares a las de alta temperatura.

Las técnicas de película gruesa se emplean en sensores al menos de tres formas distintas: en circuitos híbridos para el tratamiento de las señales, directamente para fabricación de sensores, y como soporte para crear estructuras a las que se puedan añadir materiales sensores [14]. Los sensores de película gruesa emplean la propia película como elemento de detección, no como simple soporte del circuito. Las magnitudes detectadas dependen entonces de las propiedades de las

pastas, y las hay especiales para ser empleadas como sensores. Hay pastas conductoras con alto coeficiente de temperatura, pastas piezorresistivas (apartado 2.2.1), magnetorresistivas (apartado 2.5) y otras con alto coeficiente Seebeck (apartado 6.1.1). Las pastas basadas en óxidos metálicos (SnO_2) y en polímeros se aplican a la detección de humedad y gases (por adsorción) (apartado 2.8). Las técnicas de película gruesa permiten definir estructuras como electrodos interdigitados sobre soporte cerámico o metálico, y estructuras multicapa.

Por la naturaleza de los materiales empleados, los sensores de película gruesa de alta temperatura resisten temperaturas elevadas, permiten utilizar tensiones y corrientes relativamente altas y son inertes a muchas sustancias químicas. Dado que la pasta acaba de hecho integrada en la cerámica, además son robustos mecánicamente.

1.9.2 Técnicas de película fina

Las películas finas se obtienen mediante deposición al vacío sobre un sustrato de alúmina pulida de muy alta pureza o vidrios de baja alcalinidad. El trazado de los circuitos se define mediante máscaras y fotolitografía, de forma análoga a los circuitos integrados monolíticos. Aunque el nombre pudiera sugerir que la única diferencia entre éstas y las películas gruesas está en el espesor, en realidad son técnicas totalmente distintas. Más aún, si las películas finas se metalizan, su espesor puede superar entonces el de las películas gruesas.

Los materiales más comunes en películas finas son nichrome para las resistencias, oro para los conductores y monóxido de silicio como dieléctrico. Para sensores de temperatura se emplea platino (apartado 2.3), para piezorresistivos nichrome y silicio policristalino, para magnetorresistivos aleaciones de níquel y cobalto o hierro, y para sensores de gases óxido de cinc.

Las técnicas de deposición son las mismas que se emplean en los circuitos integrados de silicio: evaporación térmica, deposición catódica (sputtering) y métodos químicos [15]. Una técnica de deposición especial para películas orgánicas es la de Langmuir-Blodgett. En la evaporación térmica y deposición catódica, átomos de un material en fase vapor condensan sobre el sustrato y forman una película que crece mediante difusión controlada. En la deposición química en fase vapor, se evapora en la cámara de vacío un compuesto volátil del material a depositar y entonces reacciona con otras sustancias gaseosas en el sustrato, dando un compuesto no volátil que queda depositado sobre el sustrato.

Las películas de Langmuir-Blodgett (en honor de Irving Langmuir y Katherine Blodgett) son películas monocapa de materiales, normalmente aislantes, cuyas moléculas tienen una «cabeza» hidrofílica y una «cola» hidrófoba. Cuando dichos materiales son dispersados sobre agua, la cabeza se orienta hacia ésta mientras que la cola se orienta en sentido opuesto. Si la fuerza hidrofílica y la hidrófoba están equilibradas, se forma una monocapa. Estas capas se pueden recoger y depositar sobre un sustrato para formar membranas donde inmovilizar enzimas o donde se adhieren moléculas de gases. Esta técnica se ha empleado en ISFET (apartado 9.2) y en sensores basados en ondas superficiales (apartado 8.2.4).

1.9.3 Micromecanizado

El micromecanizado es un conjunto de procesos para producir componentes micromecánicos tridimensionales. Se trata de procesos similares a los empleados para fabricar circuitos integrados, por ejemplo técnicas fotolitográficas para transferir la trama de una máscara a la superficie de una oblea. Después se elimina el material (Si, AsGa o cuarzo) en las zonas y direcciones de interés mediante ataque selectivo de dicha superficie (en las zonas no protegidas por la máscara). Las microestructuras obtenidas son planares, y se interconectan varias capas para definir microestructuras tridimensionales. El acelerómetro de la figura 1.10b, por ejemplo, consta de tres capas.

Hay dos procesos básicos para eliminar selectivamente el material en microsensores: ataque químico anisótropo (húmedo) y ataque por plasma (seco) [16]. La velocidad del ataque químico depende de la orientación cristalográfica, del reactivo y del material semiconductor de partida. Para el silicio, por ejemplo, el ataque según el plano (111) es, en general, mucho más lento que según los planos (100) y (110). A la vez, el silicio tipo *n* es atacado con una velocidad más de 50 veces mayor que el silicio tipo *p*, y por esto se suele partir de silicio tipo *n*. El cuarzo, en cambio, es prácticamente inatacable en todos los planos paralelos al eje *z*, y esto permite definir flancos muy abruptos en las direcciones perpendiculares a dicho eje («cortes *z*»).

El ataque en seco usa un plasma en vez de un líquido. El material se elimina isotrópicamente, con independencia de la orientación cristalográfica del sustrato. Pero el equipamiento necesario es más caro. El método más satisfactorio es el RIE (Reactive Ion Etching). En éste se deposita el sustrato en un electrodo que se mantiene a una diferencia de potencial (de radiofrecuencia) de cientos de voltios respecto a un plasma (CF_4 , CF_3Cl , $\text{C}_2\text{F}_5\text{Cl}$) que se aspira hacia la cámara donde está el electrodo. Esto acelera los iones positivos del plasma hacia el sustrato, y este bombardeo iónico, en dirección casi perpendicular, lo va erosionando.

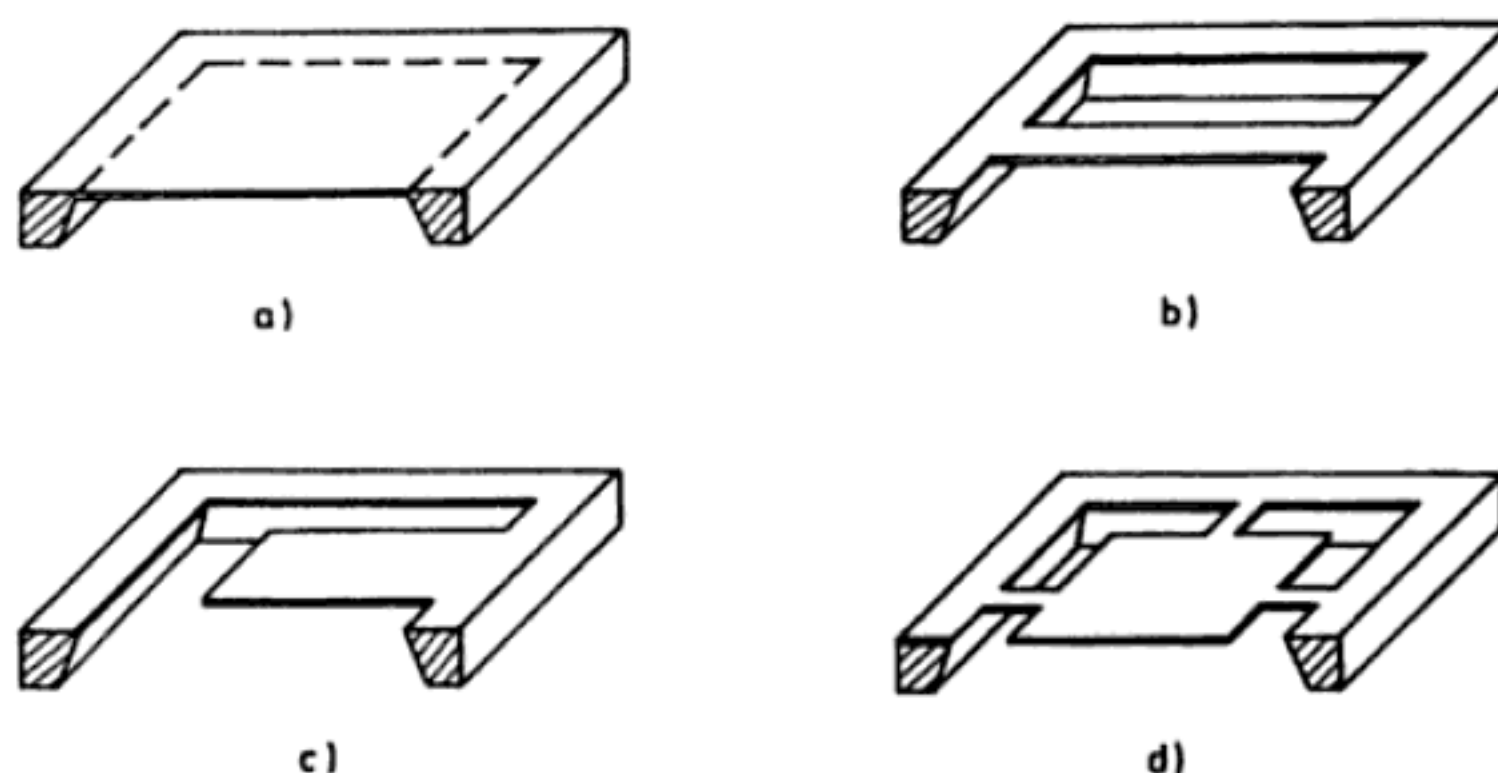


Figura 1.25 Microestructuras obtenidas por micromecanizado. a) Diafragma. b) Puente. c) Voladizo. d) Membrana flotante.

En la figura 1.25 se muestran varias estructuras obtenidas por micromecanizado. La microestructura más simple es un diafragma o membrana (figura 1.25a). A base de erosionar los bordes del diafragma, se pueden formar puentes (figura 1.25b), voladizos (figura 1.25c) y membranas suspendidas (figura 1.25d).

1.10 PROBLEMAS

1. Para un determinado sensor, se especifica un error de linealidad del 1% de la lectura más el 0,1% del fondo de escala, mientras que para un segundo sensor que posee el mismo alcance de medida, el error especificado es del 0,5% de la lectura más el 0,2% del fondo de escala. ¿En qué margen de la escala es más exacto el primero que el segundo? Si el alcance de medida del segundo fuera doble que el del primero, ¿en qué margen sería más exacto este último?

2. ¿Cuáles de las siguientes expresiones del resultado numérico de una medida son incorrectas: $20,5 \pm 0,02$; $20,5 \pm 0,05$; $20,50 \pm 0,2$; $20,5 \pm 0,04\%$; $20,5 \pm 5\%$?

3. Para medir un flujo turbulento con fluctuaciones de hasta 100 Hz, se emplea un sensor de temperatura sin recubrimiento (respuesta dinámica de primer orden). Si el error dinámico se desea mantener inferior al 5%, ¿cuánto debe valer la constante de tiempo del sensor?

4. Se dispone de un manómetro en U como el de la figura 1.12, al que se aplica una presión P variable, siendo la presión de referencia constante. Si la sección transversal del tubo, A , es uniforme, el fluido ocupa una longitud L a lo largo del tubo, su coeficiente de rozamiento con las paredes es R (N/m²/m/s) y su densidad es ρ , ¿cuál es la función de transferencia que relaciona la altura de la columna de fluido con la presión aplicada?

5. Para la calibración dinámica de un acelerómetro se dispone de una mesa vibrante, un frecuencímetro, un sensor de velocidad lineal de devanado móvil (apartado 4.3.1) y un sistema óptico para medir distancias. Averiguar cuál de los siguientes métodos de medida es el mejor para determinar la aceleración aplicada, en función de la exactitud de cada uno de dichos instrumentos: medir la frecuencia a la que vibra la mesa y la velocidad lineal, o medir la frecuencia a la que vibra la mesa y el desplazamiento.

6. Para calibrar un acelerómetro lineal se coloca éste en una centrífuga horizontal de radio R , la cual gira a una velocidad ω ajustable y que viene indicada en revoluciones por minuto (r/min) en un panel de 4 dígitos. El error del conjunto de medida de la velocidad es de ± 1 en la cifra menos significativa. Se pide:

- Suponiendo que el error en la determinación de la posición del acelerómetro sea insignificante, ¿cuál es el error relativo que se comete en la aceleración calculada cuando el sistema gira a 5000 r/min?
- Si la posición del acelerómetro se determina con un sistema digital que tiene una incertidumbre de ± 1 en el bit de menor peso, ¿cuántos bits debe tener para que el error en la medida de la posición produzca por sí solo un error en la aceleración calculada inferior al del apartado anterior?
- Para determinar su sensibilidad transversal se dispone el acelerómetro con el eje activo en dirección tangencial, y se obtiene una señal que es el 1,7% de la correspondiente al caso en que la dirección del eje activo es radial. ¿Cuál debe ser la precisión del sistema de posicionamiento angular para que al determinar la sensibilidad longitudinal el error debido a la falta de alineamiento del eje activo y el radio sea inferior al 0,1%?

1.11 REFERENCIAS

- [1] H.V. Malmstadt, Ch. G. Enke, S. R. Crouch. Electronics and instrumentation for scientists. Reading (U.S.A.): The Benjamin/Cummings Publishing Company, Inc., 1981.
- [2] E. O. Doebelin. Measurement systems: application and design 3.ª edición. Nueva York: McGraw-Hill, 1990.
- [3] International Standards Organisation. Interpretation Statistique des données —Comparison de deux moyennes dans le cas d'observations appariées, ISO 3301— 1975. Genève, 1975.

- [4] International Standards Organisation. Interpretation Statistique des données —Techniques d'estimation et tests portant sur des moyennes et des variances. ISO 2854— 1976. Genève, 1976.
- [5] International Standards Organisation. Interpretation Statistique des données —Efficacité des tests portant sur des moyennes et des variances. ISO 3494— 1976. Genève, 1976.
- [6] K. Ogata. Ingeniería de control moderna. Englewood Cliffs (U.S.A.): Prentice Hall, 1970. Versión castellana: Dossat (Madrid) 1980.
- [7] P. H. Sydenham (ed.). Handbook of measurement science, Vol. 2. Cap. 18: Fundamentals of transducers: description by mathematical models, L. Finkelstein y R.D. Watts. Chichester: John Wiley & Sons, 1983.
- [8] H.N. Norton. Sensor and analyzer handbook. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1982. Versión castellana: Gustavo Gili (Barcelona), 1984.
- [9] H.K.P. Neubert. Instrument transducers. Oxford: Clarendon Press, 1975.
- [10] R.M. White. A sensor classification scheme. IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 34, núm. 2, marzo 1987, págs. 124-126.
- [11] R. Vallascas. New float flowmeter. Rev. Sci. Instrum., vol. 58, núm. 8, agosto 1987, págs. 1499-1504.
- [12] B.E. Jones. Instrumentation, Measurement and Feedback. Nueva York: McGraw-Hill, 1977.
- [13] N. Ichinose y T. Kobayashi, Guide pratique des capteurs (traducción del japonés), cap. 1. París: Masson, 1990.
- [14] M. Prudenziati. Thick-film technology. Sensors and Actuators A, vols. 25-27, 1991, págs. 227-234.
- [15] S-C. Chang y W.H. Ko. Thin and thick film technologies, en: T. Grandke y W.H. Ko (eds.), Sensors: a comprehensive survey, vol. 1, Fundamentals and general aspects. Weinheim (Alemania): VCH, 1989.
- [16] J.S. Danel y G. Delapierre. Quartz: a material for microdevices. J. Micromech. Microeng., vol. 1, núm. 4, 1991, págs. 187-198.

Capítulo 2

Sensores resistivos

Los sensores basados en la variación de la resistencia eléctrica de un dispositivo son probablemente los más abundantes. Ello se debe a que son muchas las magnitudes físicas que afectan al valor de la resistencia eléctrica de un material. En consecuencia, ofrecen una solución válida para numerosos problemas de medida. En el caso de los resistores variables con la temperatura, ofrecen también un método de compensación térmica aplicable en los sistemas de medida de otras magnitudes.

En este capítulo se describen los sensores más frecuentes basados en la variación de resistencia, exponiendo, en este orden, su fundamento, tecnología, circuito eléctrico equivalente y aplicaciones. Para ello se aplican las definiciones y modelos del capítulo 1, y se hará referencia en las aplicaciones a algunos de los sensores allí descritos. Los circuitos necesarios para obtener una señal eléctrica útil se estudiarán en el capítulo siguiente.

Para la clasificación de los diversos sensores de esta clase se toma como criterio el tipo de magnitud física medida. El orden seguido es el de variables mecánicas, térmicas, magnéticas, ópticas y químicas.

2.1 POTENCIÓMETROS

Un potenciómetro es un resistor con un contacto móvil deslizante o giratorio (figura 2.1). La resistencia entre dicho contacto móvil y uno de los terminales fijos es

$$R = \frac{\rho}{A} l (1 - \alpha) = \frac{\rho}{A} (l - x) \quad (1.1)$$

donde x es la distancia recorrida desde el otro terminal fijo, α la fracción de longi-

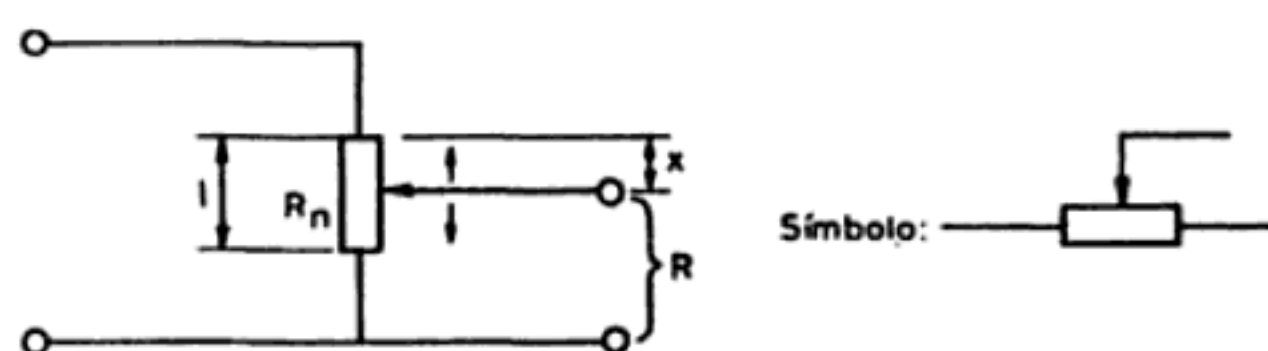


Figura 2.1 Potenciómetro ideal y su símbolo.

tud correspondiente, ρ es la resistividad del material, l su longitud y A su sección transversal, supuesta uniforme.

Desde el punto de vista dinámico, es en principio un sistema de orden cero, si bien puede formar parte de un sensor que no sea de orden cero como, por ejemplo, un sistema masa-resorte.

El comportamiento descrito por (1.1), que equivale a decir que la resistencia es proporcional al recorrido del cursor, implica aceptar la validez de una serie de simplificaciones que conviene aplicar, pues no siempre pueden darse por garantizadas.

En primer lugar, se supone que la resistencia es uniforme a lo largo de todo el recorrido l , pero obviamente la resistencia no será perfectamente uniforme por lo que la linealidad del potenciómetro estará acotada. La diferencia entre el comportamiento esperado y el obtenido se denomina conformidad. En segundo lugar, se supone que el contacto del cursor da una variación de resistencia continua, no a saltos y que, por tanto, la resolución es infinita, pero esto no es cierto para todos los tipos de elementos resistivos. Además, el recorrido mecánico suele ser mayor que el «recorrido eléctrico», es decir, no todo el soporte está recubierto de conductor.

Para que el modelo descrito por (1.1) sea aceptable, si se alimenta el potenciómetro con una tensión alterna, su inductancia y capacidad deben ser despreciables. Para valores de R_n bajos, la inductancia no siempre es despreciable, en particular si se trata de modelos con resistencia bobinada. Para valores de R_n altos, la capacidad parásita puede tener importancia.

Otro factor a considerar es que los resistores cambian de valor con la temperatura. Por lo tanto, el modelo anterior es válido siempre y cuando no haya variaciones no uniformes de temperatura. Éstas pueden ser debidas no sólo a fluctuaciones de la temperatura ambiente, sino también a un autocalentamiento motivado por la limitación en la potencia que puede disipar el potenciómetro. Si ésta es P y se alimenta el potenciómetro con una tensión, el valor eficaz de ésta en bornes de aquél, V , debe cumplir

$$V \leq \sqrt{P R_n} \quad (1.2)$$

Si el circuito de medida no tiene una impedancia de entrada suficientemente alta y carga al potenciómetro, puede haber calentamientos excesivos en determinadas zonas (ver el problema 2.1).

Otro factor que limita la validez del modelo descrito es el rozamiento del cursor y su inercia, que deben ser despreciables pero manteniendo un buen contacto. Como compromiso, la fuerza para desplazar el cursor es de 4 a 15 g. Para el caso de movimientos variables, el par de arranque suele ser doble del de mantenimiento, y éste se reduce mediante lubricación. Si los movimientos son rápidos, no debe haber vibraciones que hagan perder el contacto, y ello se soluciona disponiendo, por ejemplo, dos cursores, cada uno con un brazo de longitud distinta y, por tanto, con frecuencia de resonancia distinta. En cualquier caso, la velocidad de desplazamiento del cursor está limitada a unos 10 m/s como máximo. En potenciómetros angulares hay que cuidar además que su eje y aquel cuyo giro se desea medir, sean concéntricos.

Por último, si la resolución deseada es alta, hay que tener en cuenta el ruido debido a la resistencia de contacto, que alcanza valores elevados debido al polvo, humedad, oxidación y desgaste. Al variar la resistencia de contacto de unas a otras posiciones, la corriente a su través produce variaciones en la tensión de salida, y si es alta puede dar fluctuaciones apreciables por el sistema de medida posterior.

Todas estas limitaciones quedan muchas veces compensadas por las ventajas de este dispositivo que, siendo simple y robusto, permite tener exactitudes elevadas en relación con su precio.

Los modelos disponibles comercialmente admiten movimientos lineales y circulares (una vuelta o más en los helicoidales). Hay modelos cuya salida en función del desplazamiento es no lineal, a propósito [1]. En algunos modelos la salida es una función senoidal del ángulo de giro del cursor. Si por ejemplo se devana un hilo o se deposita un conductor sobre un soporte de perfil triangular (figura 2.2), la resistencia entre el terminal móvil y uno fijo es

$$R_{CM} = \frac{\rho}{A} \frac{(l-x)(l-x) \tan \theta}{2D} \quad (1.3)$$

donde l es la longitud del soporte, x la distancia al otro extremo fijo, A la sección del hilo, D su diámetro y ρ su resistividad.

También se puede conseguir una variación no lineal a base de disponer el hilo con un espaciado no uniforme y haciendo que su tamaño cambie a lo largo del recorrido. Cuando el circuito de medida carga el potenciómetro (apartado 3.2.1),

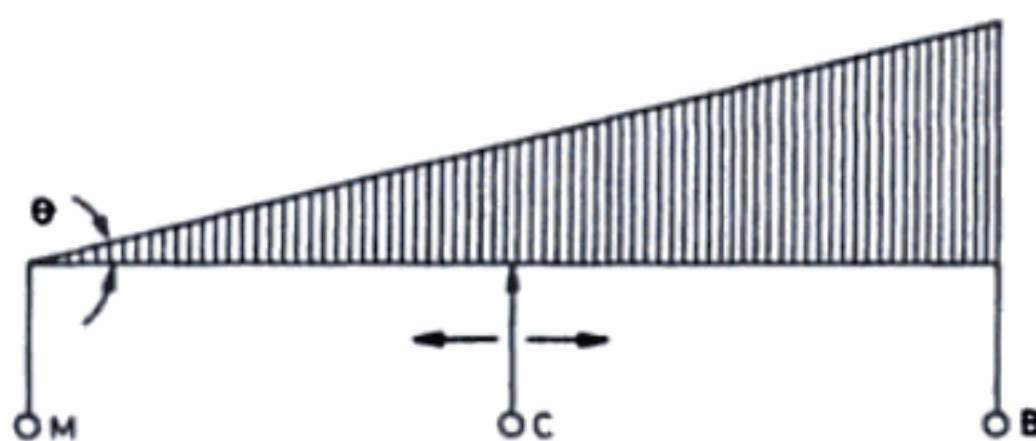


Figura 2.2 Potenciómetro no lineal basado en un soporte triangular.

resulta también una característica no lineal. En [11] se describe un método de cálculo para generar una geometría para el elemento resistivo, que tenga una determinada caída de potencial a lo largo del recorrido del cursor.

Para determinar la posición de un punto en un plano, por ejemplo en palancas de mando (joysticks), hay modelos dobles en los que el eje de entrada permite el movimiento en los cuatro cuadrantes. El movimiento en la dirección x controla el potenciómetro R_x y el movimiento en la dirección y controla el potenciómetro R_y (figura 2.3). Si ambos potenciómetros se alimentan con la misma tensión, se obtienen entonces dos tensiones de salida,

$$V_x = E (1 - 2\alpha) \quad (1.4a)$$

$$V_y = E (1 - 2\beta) \quad (1.4b)$$

siendo $0 \leq \alpha, \beta \leq 1$. En el centro de la superficie, $\alpha = \beta = 0,5$, y las tensiones obtenidas son (0,0).

Para tener un dispositivo útil, no se emplea un único hilo conductor, porque ni haciéndolo fino (sin que se rompiera fácilmente) se lograría tener una resistencia que no fuera demasiado baja. Una disposición habitual antaño fue la de un hilo conductor bobinado sobre un soporte aislante (cerámico). Los materiales empleados eran aleaciones de níquel-cromo, níquel-cobre y de metales preciosos. Sin embargo, su inductancia es alta y tienen baja resolución. Su ventaja es que tienen un coeficiente de temperatura pequeño y pueden disipar una potencia elevada.

Para tener alta resolución y larga vida a un bajo precio, se prefieren los potenciómetros basados en una película de carbón depositada sobre un soporte, sola o bien aglomerada con plástico, y un cursor de metales nobles aleados. Su coeficiente de temperatura es alto. Si se deben disipar potencias altas y no se desea perder resolución, pueden emplearse los modelos cuyo elemento resistivo consiste en partículas de metales preciosos fundidos en una base cerámica (cermet), mediante técnicas de película gruesa. En el cuadro 2.1 se resumen algunas de las especificaciones de los modelos comercializados.

Los potenciómetros líquidos o electrolíticos tienen una disposición especial, prevista para medir inclinaciones (figura 2.4a). Consisten en un tubo de vidrio cur-

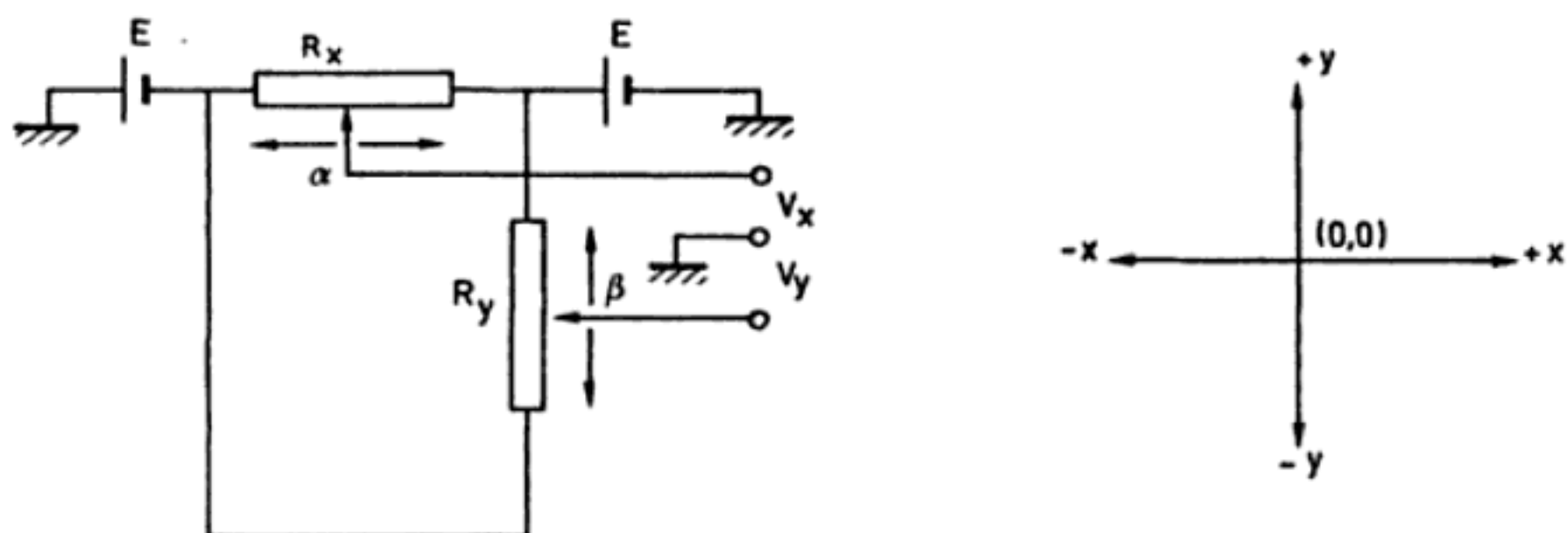


Figura 2.3 Potenciómetro doble empleado en palancas de mando (joysticks).

Cuadro 2.1 Especificaciones de los potenciómetros para medida de desplazamientos lineales y angulares.

<i>Parámetro</i>	<i>Lineales</i>	<i>Angulares</i>
Margen	2 mm a 8 m	10° a 60 vueltas
Linealidad	0,002% a 0,1% fondo escala	
Resolución	50 μ m	2° a 0,2°
Potencia	0,1 W a 50 W	
Coeficiente de temperatura	20 a 1000 partes/ $10^6/^{\circ}\text{C}$	
Frecuencia máxima	3 Hz	
Vida	Hasta 4×10^8 ciclos	

El circuito equivalente de Thévenin para un potenciómetro muestra que la impedancia de salida varía con la posición del cursor. Alimentando con una fuente de tensión continua, la resistencia de salida R_s es la combinación paralelo de $R_n(1 - \alpha)$ y $R_n\alpha$,

$$R_s = \frac{R_n\alpha R_n(1 - \alpha)}{R_n\alpha + R_n(1 - \alpha)} = R_n\alpha(1 - \alpha) \quad (1.5)$$

La tensión de salida en vacío es

$$V_s = \frac{V}{R_n} R_n(1 - \alpha) = V(1 - \alpha) \quad (1.6)$$

donde $0 \leq \alpha \leq 1$.

Los potenciómetros se aplican a la medida de desplazamientos que excedan de 1 cm o 10° a fondo de escala. Desplazamientos de esta magnitud se encuentran en servosistemas de posición y también en ciertos sensores primarios. Por ejemplo, en sensores de presión basados en tubos Bourdon, fuelles o cápsulas (apartado 1.7.2) (figura 2.5), y en sensores de nivel basados en flotador.

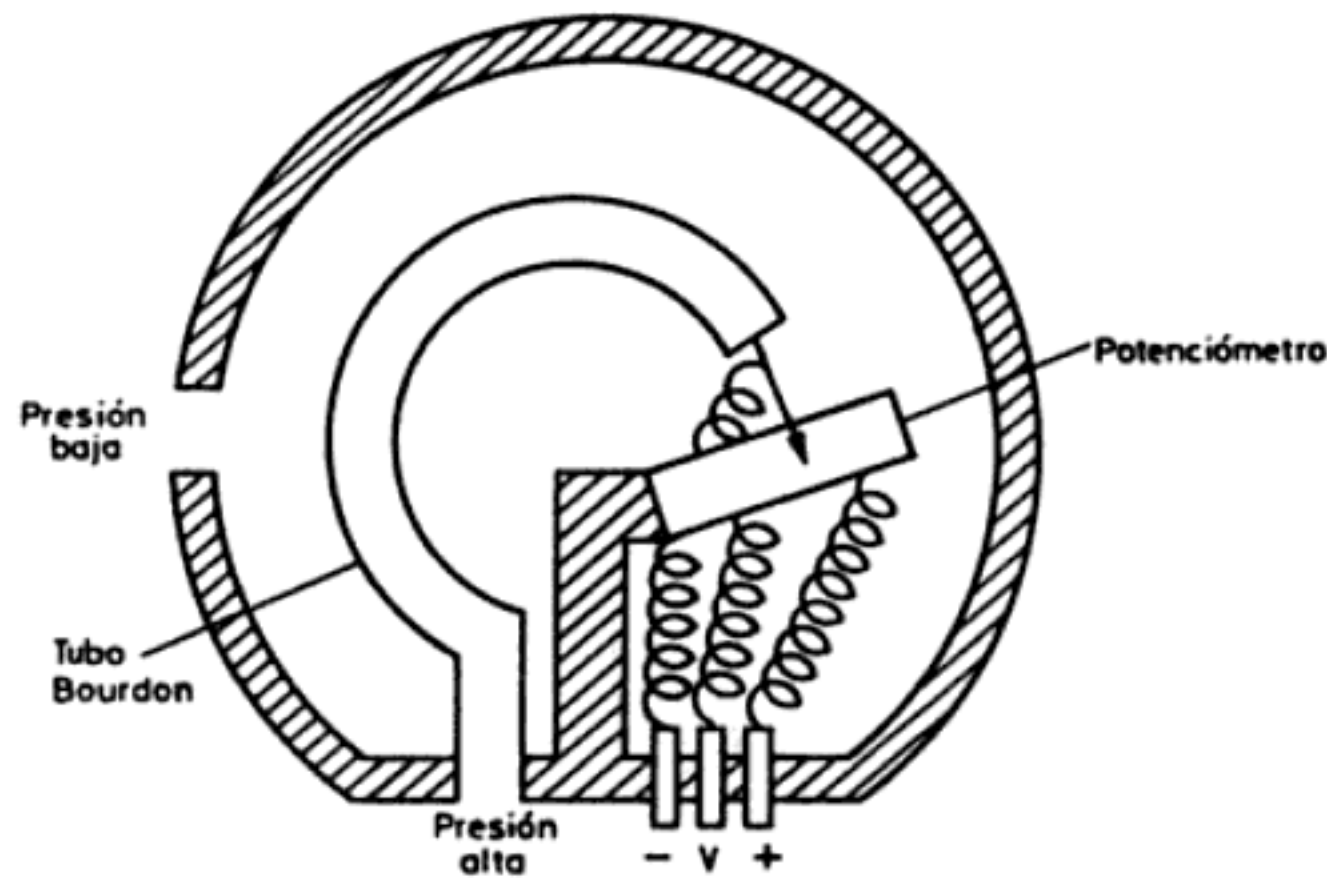


Figura 2.5 Sensor de presión basado en un tubo Bourdon y un potenciómetro lineal (Documentación Vernitron).

En la figura 2.6 se presenta un sensor resistivo con respuesta αR ($0 \leq \alpha \leq 1$) pero sin cursor. Se trata de un medidor de nivel que consiste en una cinta de acero inoxidable aislado por los lados y la parte posterior y una lámina dorada en su parte frontal (figura 2.6a). Alrededor de la cinta se devana un hilo de nichrome dorado, con un paso de cuatro vueltas cada pulgada. Cuando la cinta se sumerge

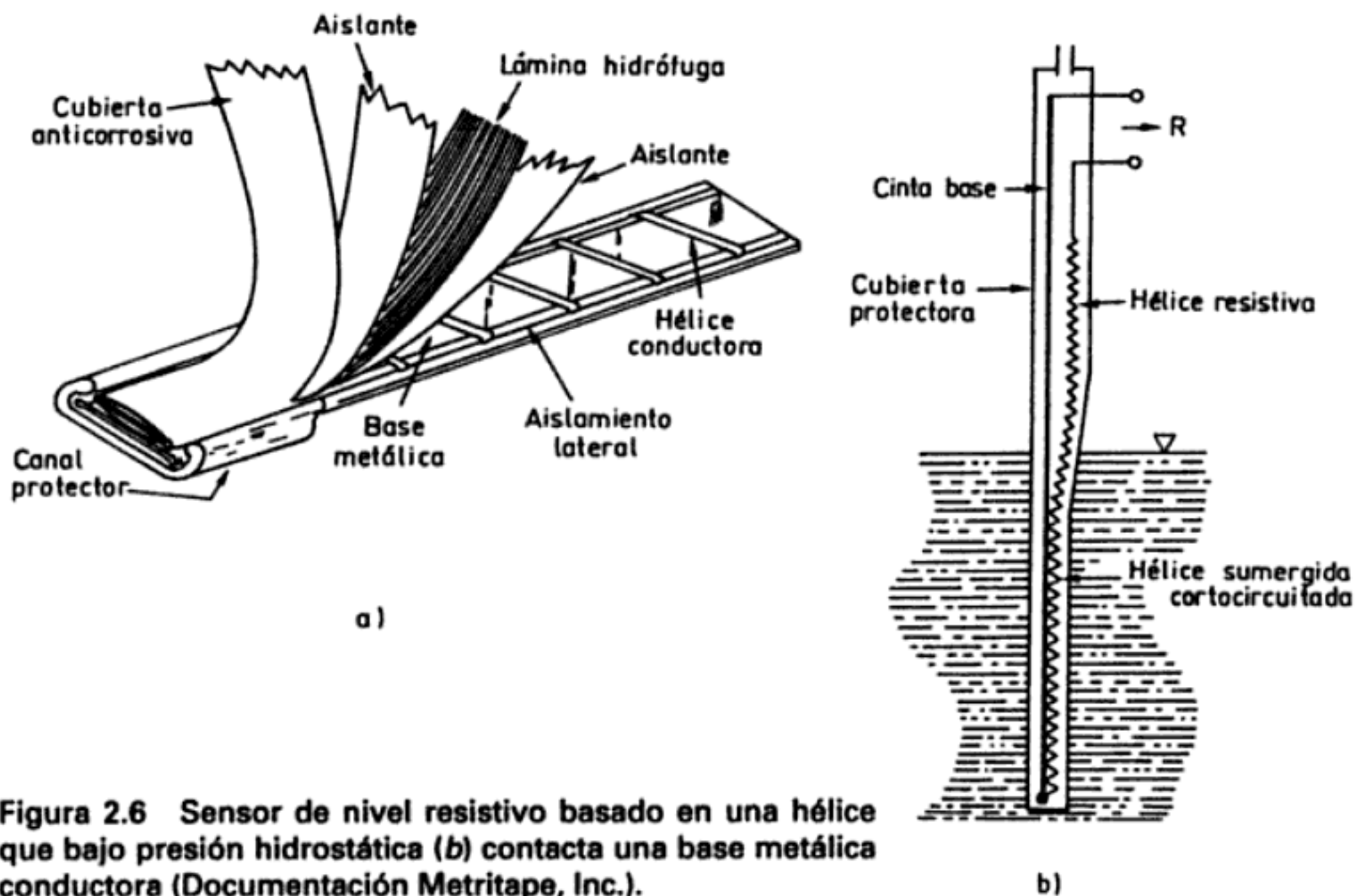


Figura 2.6 Sensor de nivel resistivo basado en una hélice que bajo presión hidrostática (b) contacta una base metálica conductora (Documentación Metritape, Inc.).

en un tanque o depósito (figura 2.6b), la presión electrostática sobre la cubierta externa presiona la hélice sobre la cinta, de manera que la resistencia que se mide entre la hélice y la cinta depende de la longitud sumergida, con una sensibilidad de $10 \Omega/\text{cm}$.

2.2 GALGAS EXTENSOMÉTRICAS

2.2.1 Fundamento: efecto piezorresistivo

Las galgas extensométricas se basan en la variación de la resistencia de un conductor o un semiconductor cuando es sometido a un esfuerzo mecánico. Este efecto fue descubierto por Lord Kelvin en 1856. Si se considera un hilo metálico de longitud l , sección A y resistividad ρ , su resistencia eléctrica R es

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (2.1)$$

Si se le somete a un esfuerzo en dirección longitudinal, cada una de las tres magnitudes que intervienen en el valor de R experimenta un cambio y, por lo tanto, R también cambia de la forma

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dA}{A} \quad (2.2)$$

El cambio de longitud que resulta de aplicar una fuerza F a una pieza unidimensional, siempre y cuando no se entre en la zona de fluencia (figura 2.7), viene dado por la ley de Hooke,

$$\sigma = \frac{F}{A} = E\varepsilon = E \frac{dl}{l} \quad (2.3)$$

donde E es una constante del material, denominada módulo de Young, σ es la tensión mecánica y ε es la deformación unitaria. ε es adimensional, pero para mayor claridad se suele dar en «microdeformaciones» (1 microdeformación = $1 \mu\varepsilon = 10^{-6}$ m/m).

Si se considera ahora una pieza que además de la longitud l tenga una dimensión transversal t , resulta que como consecuencia de aplicar un esfuerzo longitudinal no sólo cambia l sino que también lo hace t . La relación entre ambos cambios viene dada por la ley de Poisson, de la forma

$$\mu = - \frac{dt/t}{dl/l} \quad (2.4)$$

donde μ es el denominado coeficiente de Poisson. Su valor está entre 0 y 0,5, siendo, por ejemplo, de 0,17 para la fundición maleable, de 0,303 para el acero y de 0,33 para el aluminio y el cobre. Obsérvese que para que se conservara constante el volumen debería ser $\mu = 0,5$.



Figura 2.7 Relación entre esfuerzos y deformaciones. La escala de la zona elástica está muy ampliada.

Para el hilo conductor considerado anteriormente, si se supone una sección cilíndrica de diámetro D , se tendrá

$$A = \pi D^2/4 \quad (2.5)$$

$$dA/A = 2dD/D = -2\mu dl/l \quad (2.6)$$

La variación que experimenta la resistividad como resultado de un esfuerzo mecánico es lo que se conoce como efecto piezorresistivo. Estos cambios se deben a la variación de la amplitud de las oscilaciones de los nudos de la red cristalina del metal. Si éste se tensa, la amplitud aumenta, mientras que si se comprime, la amplitud disminuye. Si la amplitud de las oscilaciones de los nudos aumenta, la velocidad de los electrones disminuye, y ρ aumenta. Si dicha amplitud disminuye, ρ también disminuye. Para el caso de los metales, resulta que los cambios porcentuales de resistividad y de volumen son proporcionales

$$\frac{d\rho}{\rho} = C \frac{dV}{V} \quad (2.7)$$

donde C es la denominada constante de Bridgman, cuyo valor es de 1,13 a 1,15 para las aleaciones empleadas comúnmente en galgas, y de 4,4 para el platino. Aplicando (2.6), el cambio de volumen se puede expresar como

$$V = \pi l D^2/4 \quad (2.8)$$

$$\frac{dV}{V} = \frac{dl}{l} + 2 \frac{dD}{D} = \frac{dl}{l} (1 - 2\mu) \quad (2.9)$$

y, por lo tanto, si el material es isótropo y no se rebasa su límite elástico, (2.2) se transforma finalmente en

$$\frac{dR}{R} = \frac{dl}{l} [1 + 2\mu + C (1 - 2\mu)] = K \frac{dl}{l} \quad (2.10)$$

donde K es el denominado factor de sensibilidad de la galga, definido directamente como el factor dentro del corchete en la expresión anterior. A partir de los valores dados se ve que K es del orden de 2, salvo para el platino ($K = 6$) y el iso-elastic ($K = 3,5$).

Así pues, para pequeñas variaciones la resistencia del hilo metálico deformado puede ponerse de la forma

$$R = R_0 (1 + x) \quad (2.11)$$

donde R_0 es la resistencia en reposo y $x = K\varepsilon$. El cambio de resistencia no excede del 2%.

En el caso de un semiconductor, al someterlo a un esfuerzo predomina el efecto piezorresistivo [14]. Las expresiones de la relación resistencia-deformación son para un caso concreto [2]:

— para un material tipo p

$$\frac{dR}{R_0} = 119,5 \epsilon + 4 \epsilon^2 \quad (2.12)$$

— para un material tipo n

$$\frac{dR}{R_0} = -110 \epsilon + 10 \epsilon^2 \quad (2.13)$$

donde R_0 es la resistencia en reposo a 25°C, y se supone una alimentación a corriente constante.

Vemos, pues, que existe una relación entre el cambio de resistencia de un material y la deformación que experimente éste. Si se conoce la relación entre esta deformación y el esfuerzo que la provoca [3], a partir de la medida de los cambios de resistencia se podrán conocer los esfuerzos aplicados y, en su caso, las magnitudes que provocan dichos esfuerzos en un sensor apropiado. Un resistor dispuesto de forma que sea sensible a la deformación constituye una galga extensométrica.

Las limitaciones que cabe considerar en la aplicación de este principio de medida son numerosas y conviene conocerlas con detalle, pues de lo contrario es difícil obtener información útil con este método que durante años ha demostrado ser sumamente valioso.

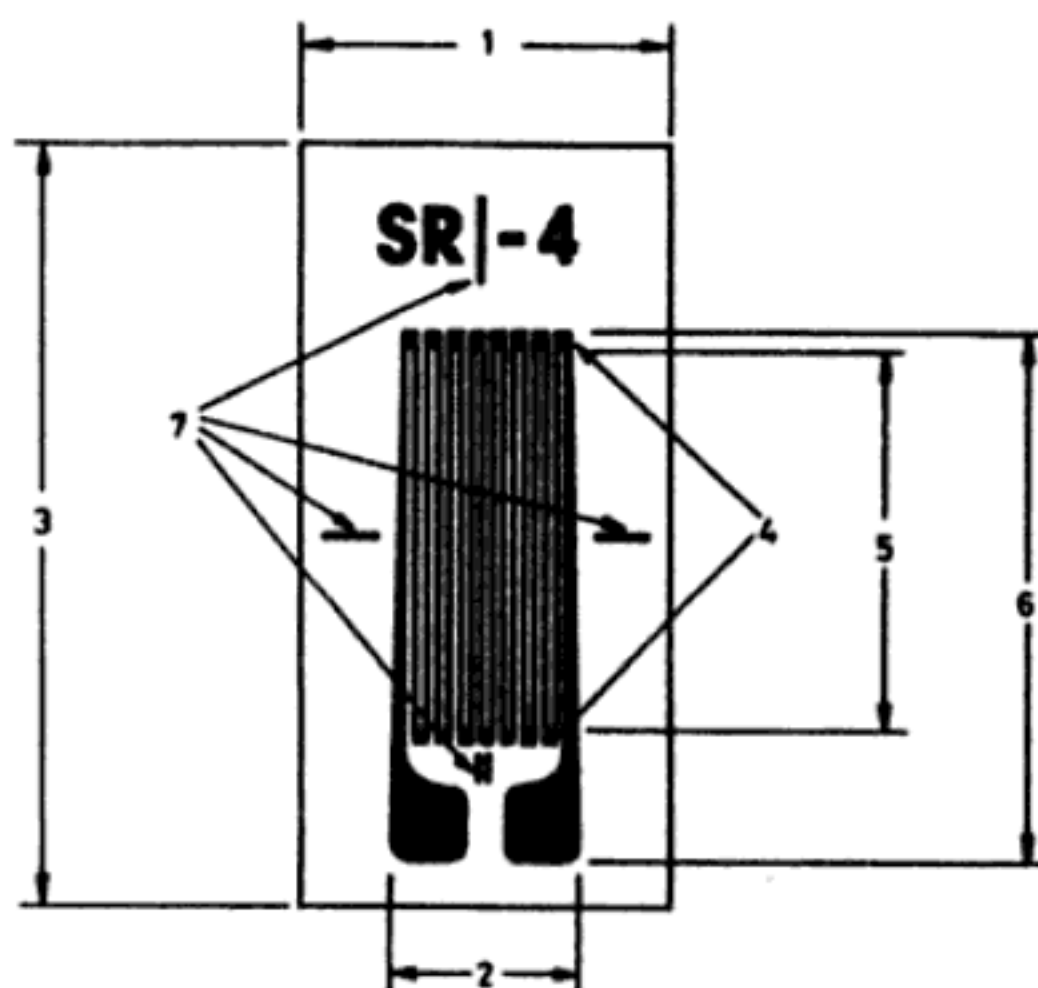


Figura 2.8 Parámetros de una galga impresa (Documentación BLH Electronics). 1 Anchura del soporte; 2 anchura de la galga; 3 longitud del soporte; 4 extremos ensanchados; 5 longitud activa; 6 longitud total de la galga; 7 marcas de alineación.

En primer lugar, el esfuerzo aplicado no debe llevar a la galga fuera del margen elástico de deformaciones. Éste no excede del 4% de la longitud de la galga y va desde unas 3000 $\mu\epsilon$ para las semiconductoras a unas 40.000 $\mu\epsilon$ para las metálicas.

En segundo lugar, la medida de un esfuerzo sólo será correcta si es transmitido totalmente a la galga. Ello se logra pegando ésta cuidadosamente mediante un adhesivo elástico que sea suficientemente estable con el tiempo y la temperatura. A la vez, la galga debe estar aislada eléctricamente del objeto donde se mide y protegida del ambiente.

Se supone también que se está en un estado plano de deformaciones, i.e. que no hay esfuerzos en la dirección perpendicular a la superficie de la galga. Para que la resistencia eléctrica de ésta sea apreciable se disponen varios tramos longitudinales y en el diseño se procura que los tramos transversales tengan mayor sección (figura 2.8), pues así se reduce la sensibilidad transversal a un valor de sólo el 1 o el 2% de la longitudinal. En la figura 2.9 se muestra la forma convencional de montar una galga.

La temperatura es una fuente de interferencias por varias razones. Afecta a la resistividad y módulo de elasticidad del material, a sus dimensiones y a las dimensiones del soporte. Como resultado de todo ello, una vez la galga está dispuesta en la superficie de medida, si hay un cambio de temperatura, antes de aplicar ningún esfuerzo se tendrá ya un cambio de resistencia. En galgas metálicas este cambio puede ser de hasta 50 $\mu\epsilon/^{\circ}\text{C}$.

Esta interferencia se compensa con el método de la entrada «opuesta». Consiste en este caso en el empleo de las denominadas galgas «pasivas», que son galgas iguales a la de medida dispuestas junto a ésta, de forma que experimentan el mismo cambio de temperatura, pero que no están sometidas a esfuerzos mecánicos. En el apartado 3.4.4 se verá cómo se aplican en el circuito de medida. En cualquier caso, para evitar dilataciones diferenciales excesivas, en cada material a ensayar hay que emplear galgas previstas para él, es decir, que tengan un coeficiente de dilatación similar.

En galgas semiconductoras este efecto de la temperatura es muy acusado. En las denominadas galgas autocompensadas se compensa el aumento de la resistividad con la temperatura con una disminución de la resistencia debido a la expansión del material soporte. Se logran así deformaciones térmicas de sólo 5 $\mu\epsilon/^{\circ}\text{C}$ en un margen de temperatura de unos 20 $^{\circ}\text{C}$.

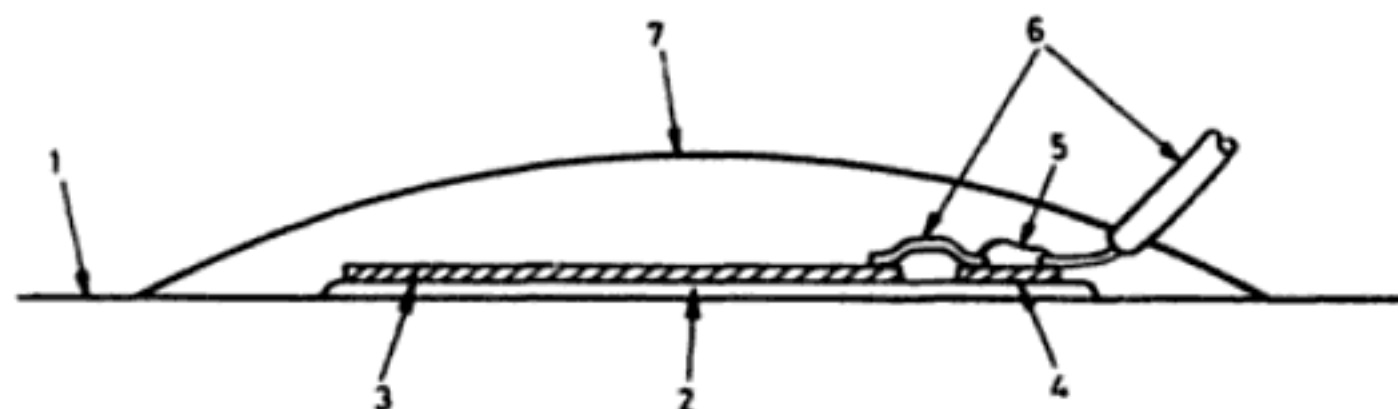


Figura 2.9 Montaje de una galga impresa (Documentación BLH Electronics). 1 Sustrato donde se monta; 2 adhesivo; 3 galga; 4 terminales para soldar; 5 soldadura; 6 hilos de conexión; 7 aislamiento protector.

Un factor que puede provocar el calentamiento de la galga es la propia potencia que disipa cuando, al medir su resistencia, se haga circular por ella una corriente eléctrica. En las galgas metálicas la corriente máxima es de unos 25 mA si el soporte es buen conductor del calor (acero, cobre, aluminio) y de 5 mA si es mal conductor (plástico, madera). La potencia permitida aumenta con el área de la galga y va desde $0,77 \text{ W/cm}^2$ a $0,15 \text{ W/cm}^2$, según el soporte. En las galgas semiconductoras, la potencia máxima disipable es de unos 250 mW.

Otra fuente de interferencia son las fuerzas termoelectromotrices presentes en la unión de dos metales distintos (apartado 6.1.1), ya que pueden dar una tensión de salida superpuesta a la de interés si se alimenta la galga con corriente continua. Su presencia se reconoce si cambia la salida al variar la polaridad de la alimentación. Deben corregirse bien mediante el método de insensibilidad intrínseca, por selección de materiales, bien mediante filtrado, a base de alimentar las galgas con corriente alterna.

Idealmente, las galgas deberían ser puntuales para poder medir los esfuerzos en un punto concreto. En la práctica sus dimensiones son apreciables, y se supone que el «punto» de medida es el centro geométrico de la galga. Si se van a medir vibraciones, la longitud de onda de éstas debe ser mucho mayor que la longitud de la galga. Si, por ejemplo, ésta es de 5 mm y se mide en acero, donde la velocidad del sonido es de unos 5900 m/s, la máxima frecuencia medible es del orden de 100 kHz (1 MHz/10) que es ciertamente muy alta.

Si se mide en una superficie no uniforme, como el hormigón, puede interesar, en cambio, realizar un promediado de deformaciones para no caer en error debido a una singularidad en la superficie.

Las galgas extensométricas de silicio son sensibles a la luz, si bien la magnitud de los efectos ópticos probablemente sea despreciable en las condiciones de iluminación habituales [12].

Frente a todas estas posibles limitaciones, por su pequeño tamaño, gran linealidad y también por su baja impedancia, las galgas extensométricas son uno de los sensores con mayor aplicación.

2.2.2 Tipos y aplicaciones

Los materiales empleados para la fabricación de galgas extensométricas son diversos conductores metálicos, como las aleaciones constantan, advance, karma, isoelastic, y también semiconductores como el silicio y el germanio. Las aleaciones metálicas escogidas tienen la ventaja de un bajo coeficiente de temperatura, porque en ellas se compensa parcialmente la disminución de la movilidad de los electrones al aumentar la temperatura con el aumento de su concentración. Las galgas pueden tener o no soporte propio, eligiéndose en su caso en función de la temperatura a la que se va a medir. Para aplicaciones de sensores táctiles en robots, se emplean también elastómeros conductores. Para la medida de grandes deformaciones en estructuras biológicas, se emplean galgas elásticas que consisten en un tubo elástico lleno de mercurio u otro líquido conductor [15].

En la figura 2.10 se muestran diversos tipos de galgas extensométricas. Las galgas metálicas con soporte pueden ser de hilo bobinado o plegado con soporte de

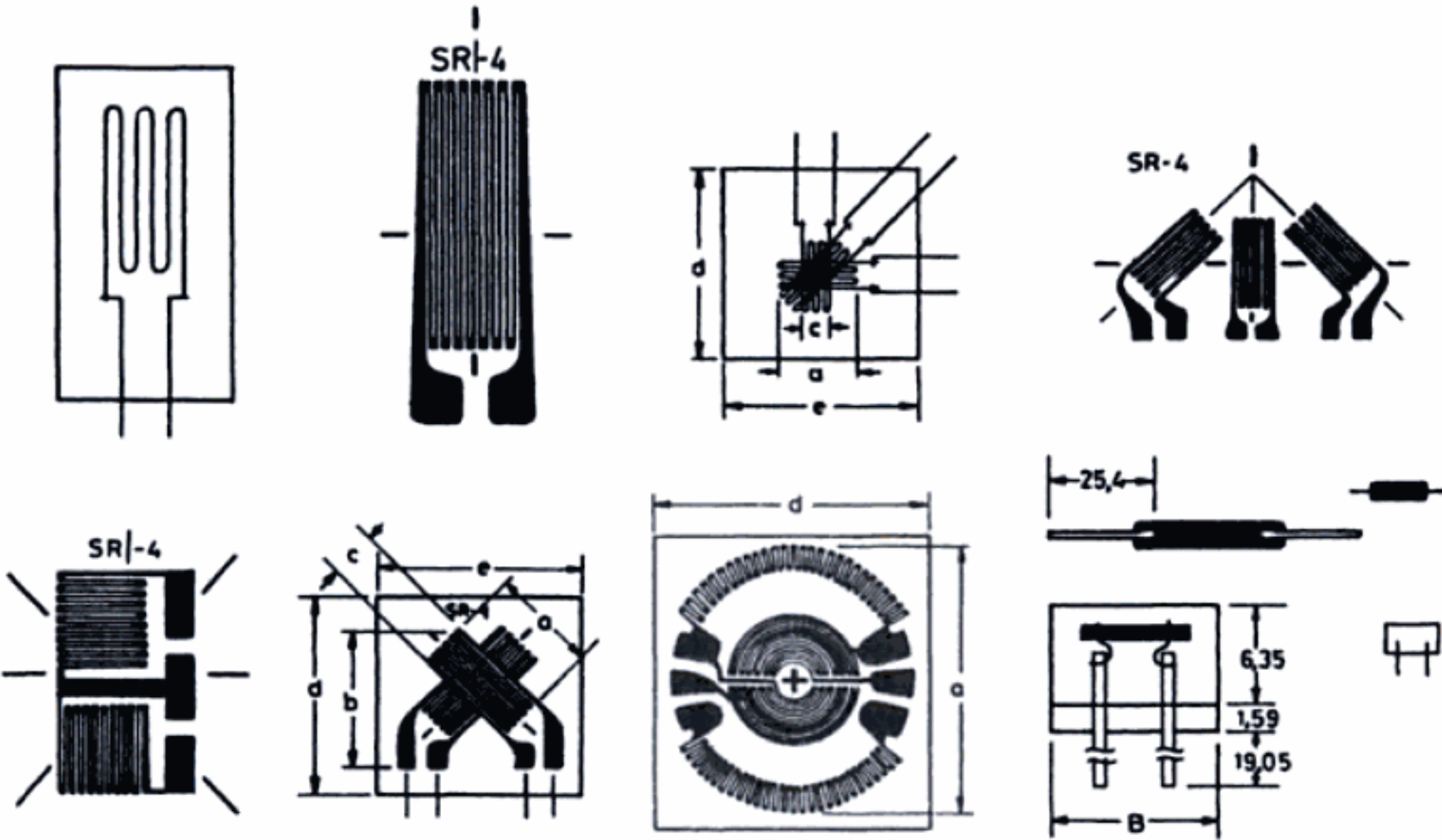


Figura 2.10 Diversos tipos de galgas metálicas y semiconductoras, con y sin soporte (Documentación BLH Electronics).

papel, o impresas por fotograbado. En este caso puede observarse en la figura que se dispone de una gran variedad de configuraciones, adaptadas a diversos tipos de esfuerzos. Hay modelos para diafragma, para medir torsiones, para determinar esfuerzos máximos y mínimos y sus direcciones (rosetas múltiples), etc.

En el cuadro 2.2 se presentan algunas de las características habituales de las galgas metálicas y semiconductoras. El factor de sensibilidad se determina por muestreo, pues una vez utilizada la galga es irrecuperable. Se da entonces el valor probable de K y la tolerancia. Los métodos de ensayo y la especificación de características para las galgas metálicas, están normalizados [16].

Las galgas extensométricas se pueden aplicar a la medida de cualquier variable que pueda convertirse, con el sensor apropiado, en una fuerza capaz de provocar deformaciones del orden de $10\ \mu\text{m}$ e incluso inferiores.

Cuadro 2.2 Características normales de las galgas extensométricas metálicas y semiconductoras.

Parámetro	Metálicas	Semiconductoras
Margen de medida, $\mu\epsilon$	0,1 a 40.000	0,001 a 3000
Factor de sensibilidad	1,8 a 2,35	50 a 200
Resistencia, Ω	120, 350, 600...5000	1000 a 5000
Tolerancia en la resistencia, %	0,1 a 0,2	1 a 2
Tamaño, mm	0,4 a 150 estándar: 3 a 6	1 a 5

En la figura 2.11 se presentan diversas aplicaciones relativas a la medida de fuerza y par con elementos elásticos. En el caso *a* se emplea un voladizo con una galga activa y, aparte, una galga pasiva para compensación (apartado 3.4.4). En el caso *b* se emplean dos galgas activas en el mismo voladizo, pero una de ellas transversal. En el caso *c* hay una célula de carga con tres galgas activas en dirección longitudinal y otras tres en dirección transversal. En el caso *d* se emplean cuatro galgas activas, dos longitudinales y dos transversales. En el caso *e* hay sólo dos galgas activas; aparte hay dos galgas pasivas para compensación. En el caso *f* se emplean cuatro galgas activas para detectar esfuerzos de torsión, con sentidos opuestos dos a dos. La disposición de las diversas galgas en un puente de medida se analizará en el apartado 3.4. La medida de presiones, caudal, aceleraciones, etc., se puede realizar con técnicas similares.

Una aplicación singular del efecto piezorresistivo es la medida de presiones muy elevadas (1,4 GPa a 40 GPa) mediante las denominadas galgas de manga-

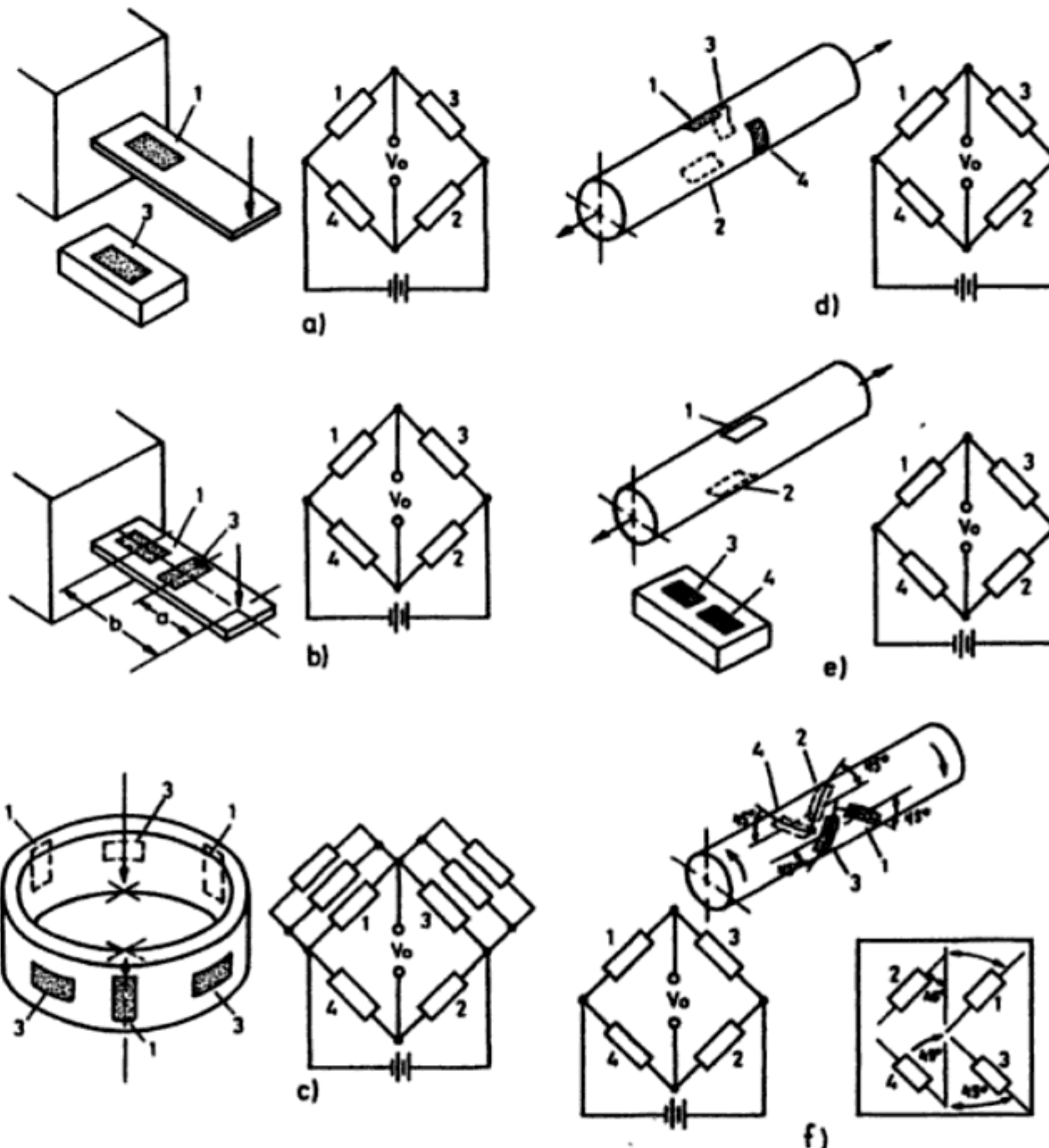


Figura 2.11 Diversas aplicaciones de las galgas extensométricas a la medida de magnitudes mecánicas (Documentación BLH Electronics).

nina. La manganina es una aleación (84% Cu, 12% Mn, 4% Ni) que tiene un coeficiente de temperatura muy bajo. Si se somete un hilo de manganina a una presión en todas las direcciones, presenta un coeficiente de resistencia de entre 0,021 y 0,028 $\mu\Omega/\Omega/\text{kPa}$, de modo que el cambio de resistencia da información sobre la presión a que está sometido.

2.3 DETECTORES DE TEMPERATURA RESISTIVOS (RTD)

Los detectores de temperatura basados en la variación de una resistencia eléctrica se suelen designar con sus siglas inglesas RTD (Resistance Temperature Detector). Dado que el material empleado con mayor frecuencia para esta finalidad es el platino, se habla a veces de PRT (Platinum Resistance Thermometer).

El símbolo general para estos dispositivos es el de la figura 2.12. La línea recta en diagonal sobre el resistor indica que varía de forma intrínseca lineal, y la anotación junto a dicha línea denota que la variación es debida a la temperatura y tiene coeficiente positivo.



Figura 2.12 Símbolo para una resistencia con dependencia intrínseca de la temperatura y variación lineal (Publicación CEI 117-6).

El fundamento de las RTD es la variación de la resistencia de un conductor con la temperatura. En un conductor, el número de electrones disponibles para la conducción no cambia apreciablemente con la temperatura. Pero si ésta aumenta, las vibraciones de los átomos alrededor de sus posiciones de equilibrio son mayores, y así dispersan más eficazmente a los electrones, reduciendo su velocidad media. Esto implica un coeficiente de temperatura positivo, es decir, un aumento de la resistencia con la temperatura. Esta dependencia se puede expresar de la forma

$$R = R_0 (1 + \alpha_1 T + \alpha_2 T^2 + \dots + \alpha_n T^n) \quad (3.1)$$

donde R_0 es la resistencia a la temperatura de referencia y T el incremento de temperatura respecto a la de referencia. La variación de resistencia se debe tanto al cambio de resistividad como al cambio de dimensiones asociado con el cambio de temperatura. Para el hilo de platino, $\alpha_1 \approx 3,90 \times 10^{-3}/\text{K}$ (dependiendo de la pureza) y $\alpha_2 = -5,83 \times 10^{-7}/\text{K}^2$; hasta 650°C, el valor del término lineal $\alpha_1 T$ es más de diez veces mayor que el término no lineal $\alpha_2 T^2$. Para el platino en película fina, $\alpha_1 = 3,912 \times 10^{-3}/\text{K}$, $\alpha_2 = -6,179 \times 10^{-7}/\text{K}^2$ y $\alpha_3 = 1,92 \times 10^{-7}/\text{K}^3$.

El modelo matemático para describir el comportamiento dinámico corresponde a un sistema de paso bajo de primer orden, ya que el resistor tiene una capacidad calorífica no despreciable. Si además hay un recubrimiento, por ejemplo

para protección, el sistema pasa a ser de paso bajo de segundo orden sobreamortiguado debido a la capacidad calorífica adicional del recubrimiento.

El empleo de un conductor para la medida de temperaturas, basándose en el comportamiento descrito por (3.1), está sometido a varias limitaciones. En primer lugar, es obvio que no se podrán medir temperaturas próximas ni superiores a la de fusión del conductor. En segundo lugar, para poder medir una temperatura determinada con este método, es necesario que el sensor esté precisamente a dicha temperatura. Habrá que evitar, pues, autocalentamientos provocados por el circuito de medida. La capacidad de disipación de calor, para un determinado sensor en un ambiente concreto, viene dada por el coeficiente de disipación δ (mW/K), y depende del tipo de fluido y su velocidad, en el caso en que sea posible la evacuación de calor por convección.

Ejemplo. Se dispone de una RTD de platino de 100 Ω , que tiene un coeficiente de disipación térmica de 6 mW/K en aire y 100 mW/K en agua. Si se desea que el error por autocalentamiento sea inferior a 0,1 °C, ¿cuánta corriente puede circular por la resistencia según que esté al aire o inmersa en agua?

Si la potencia disipada es P_D , el calentamiento experimentado será

$$\Delta T = \frac{P_D}{\delta} = \frac{I^2 R}{\delta}$$

y, por lo tanto, la corriente máxima permitida será

$$I = (\Delta T \delta / R)^{1/2}$$

Con la sonda al aire,

$$I = \left[\frac{(0,1^\circ\text{C}) (0,006 \text{ W/K})}{100 \Omega} \right]^{1/2} = 2,4 \text{ mA}$$

Con la sonda inmersa en agua,

$$I = \left[\frac{(0,1^\circ\text{C}) (0,1 \text{ W/K})}{100 \Omega} \right]^{1/2} = 10 \text{ mA}$$

Obsérvese que aunque la temperatura expresada en kelvins no coincide con la temperatura expresada en grados Celsius, en cambio los incrementos son iguales en ambas escalas (1 K = 1°C), y así se ha aplicado.

Otra limitación a considerar es la posible presencia de deformaciones mecánicas, que, como se ha visto al exponer las galgas extensométricas, provocan también un cambio en el valor de la resistencia eléctrica de un conductor. Esta situación puede darse, inadvertidamente, al medir, por ejemplo, temperaturas superficiales mediante un elemento adherido a la superficie. En este tipo de medidas hay

que tener también en cuenta la posibilidad de gradientes de temperatura. Para evaluarla, se emplea el denominado módulo de Biot, hl/k , donde h es el coeficiente de transmisión de calor, l es la dimensión menor del sólido en cuestión y k es su conductividad térmica. Si $hl/k > 0,2$, es posible que haya gradientes de temperatura y, en consecuencia, debe cuidarse el tamaño, orientación y situación del sensor. Si en cambio $hl/k < 0,2$, no es probable que haya gradientes térmicos.

Como en cualquier otro sensor, su validez práctica depende de su estabilidad. Aquí, en concreto, las derivas con el tiempo y a temperaturas altas limitan las posibilidades de medida. Por último, la conveniencia de un comportamiento lineal limita aún más los márgenes de medida y los conductores que se pueden emplear.

Las principales ventajas de estos sensores son que su sensibilidad es unas diez veces mayor que la de los termopares, la alta repetibilidad, estabilidad a largo plazo y exactitud en el caso del platino, y el bajo coste en el caso del cobre y del níquel, que son tres de los metales empleados con esta finalidad. Para éstos, en su margen lineal, (3.1) se reduce a

$$R = R_0 (1 + \alpha T) \tag{3.2}$$

En el cuadro 2.3 figuran los parámetros de estos y otros metales empleados. Puede observarse que el níquel ofrece mayor sensibilidad, pero su margen lineal es menor que el del platino. Éste es el que ofrece mejores prestaciones, y la sonda de 100 Ω , designada como Pt100, es uno de los sensores de temperatura más comunes. La tolerancia en los valores de resistencia está entre el 0,1% y el 1%. A modo de comparación, cabe recordar que las resistencias de carbón ordinarias tienen coeficientes de temperatura que van de $+ 200 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ a $- 500 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ según sea su valor óhmico. La resistividad es un dato importante pues interesa que sea alta para poder tener una sonda con valor óhmico suficientemente alto para permitir el empleo de hilos de conexión largos y, a la vez, con poca masa, para tener una respuesta térmica rápida.

Cuadro 2.3 Especificaciones de diversos detectores de temperatura resistivos.

Parámetro	Platino	Cobre	Níquel	Molibdeno
Resistividad a 20°C, $\mu\Omega\text{cm}$	10,6	1,673	6,844	5,7
α , $\Omega/\Omega/\text{K}$	0,00385	0,0043	0,00681	0,003786
R_0 , Ω a 0°C	25, 50, 100, 200, 500...	10 (20°C)	50, 100, 120	100, 200, 500, 1000, 2000
Margen, °C	- 200 a + 850	- 200 a + 260	-80 a + 320	-200 a + 200

En cuanto a la disposición física, hay modelos tanto para inmersión en fluidos como para medir temperaturas superficiales. En el primer caso, consisten en un hilo de 15-30 μm bobinado sobre un soporte, de forma que permita un movimiento relativo para acomodar las dilataciones diferenciales, y todo ello protegido por una cubierta inerte. Si la resistencia está conectada al soporte, este extremo

queda puesto a masa. En el segundo caso es esencial que sean flexibles y que el soporte sea un buen aislante eléctrico. Las configuraciones son parecidas a las de las galgas extensométricas y, al igual que éstas, pueden ser de tipo rejilla (hilo en paralelo), impresas o de película metálica depositada.

La aplicación más inmediata de los detectores de temperatura resistivos es, obviamente, la medida de temperaturas. El empleo del platino con esta finalidad fue propuesto por W. Siemens en 1871. La sonda de platino ofrece una medida estable y exacta, hasta el punto de que se emplea como patrón entre las temperaturas de $-182,96^{\circ}\text{C}$ y $630,74^{\circ}\text{C}$. Además, como metal noble que es, no es propenso a la contaminación. En aquellas aplicaciones donde puede resultar excesivamente caro, se prefieren el níquel o aleaciones de éste. A temperaturas muy altas se emplea el wolframio. Para reducir la no linealidad del platino a alta temperatura, se ha propuesto un termómetro resistivo compuesto [13] que consiste en añadir un segundo metal noble (oro o rodio) que compense a α_2 en (3.1). A temperaturas criogénicas se emplean aleaciones de rodio con hierro, y también resistencias de carbón y de germanio.

Los sensores de platino de película fina son mucho más económicos que los de hilo bobinado y sus prestaciones son casi de igual calidad. Se han aplicado en múltiples casos industriales, en automóviles, en electrodomésticos y en edificios. En los automóviles, por ejemplo, si el convertidor catalítico alcanza una temperatura por debajo de unos 250°C , se puede contaminar; una PRT es inmune a los gases de escape y puede utilizarse para medir y controlar dicha temperatura. También pueden medir la temperatura del aire de entrada al motor, o la del habitáculo (para control del aire acondicionado). Una sonda en el parachoques mide la temperatura de la carretera y puede servir para avisar de la presencia de hielo. Se han aplicado también en hornos domésticos, cuyas temperaturas quedan fuera del alcance de otros sensores. En edificios se mide la temperatura para controlar el consumo de agua caliente, y también la de los gases en la chimenea, para optimizar la combustión de la caldera, reducir la contaminación y la formación de hollín.

Una aplicación totalmente distinta de los elementos resistivos de platino es la medida de la velocidad de un fluido en la denominada anemometría de hilo caliente. Se basa en un hilo muy fino (diámetro de $25\text{ }\mu\text{m}$) y corto (0,2 a 25 mm), sujeto por sus extremos a un soporte, por el que se hace circular una corriente eléctrica suficiente para provocar su calentamiento. Si está sumergido en un fluido, el hilo se enfría por convección, con la consiguiente variación de resistencia eléctrica. Lógicamente, la sonda no se puede introducir en fluidos que sean buenos conductores eléctricos.

La velocidad de paso de calor desde el hilo al fluido es proporcional al área de intercambio de calor, A , a la diferencia de temperaturas entre el hilo y el fluido, $T_h - T_f$, y al coeficiente de convección, h . Como la potencia disipada por efecto Joule es I^2R , cuando se alcance el equilibrio se tendrá

$$I^2R = khA (T_h - T_f) \quad (3.3)$$

donde k es una constante. Por su parte, el coeficiente de convección depende de la velocidad del fluido, v , de la forma

$$h = c_0 + c_1 \sqrt{v} \quad (3.4)$$

donde c_0 y c_1 son factores que recogen la dependencia respecto a las dimensiones del hilo, y la densidad, viscosidad, calor específico y conductividad térmica del fluido. Por consiguiente, el hilo se enfría más o menos en función de la velocidad del fluido.

El método de medida puede consistir en alimentar la sonda a corriente constante y medir el cambio de resistencia al enfriarse, o bien medir la corriente necesaria para mantenerlo a temperatura constante. En [5] hay un análisis matemático detallado de esta aplicación y en [17] se analiza el uso de sondas dobles y triples.

2.4 TERMISTORES

2.4.1 Modelos

El término termistor es una castellanización del inglés thermistor, formado a partir de los vocablos «thermally sensitive resistor». A veces se emplea el término «termistancia» por analogía con el francés «thermistance». Son resistores variables con la temperatura, pero no están basados en conductores como las RTD, sino en semiconductores. Si su coeficiente de temperatura es negativo se denominan NTC (Negative Temperature Coefficient), mientras que si es positivo se denominan PTC (Positive Temperature Coefficient). Los símbolos respectivos son los de la figura 2.13, donde el trazo horizontal en el extremo de la línea inclinada indica que se trata de una variación no lineal.



Figura 2.13 Símbolo para una resistencia con dependencia intrínseca de la temperatura y variación no lineal, con sensibilidad positiva o negativa (Publicación CEI 117-6).

El fundamento de los termistores está en la dependencia de la resistencia de los semiconductores con la temperatura, debida a la variación con ésta del número de portadores. Al aumentar la temperatura lo hace también el número de portadores reduciéndose la resistencia, y de ahí que presenten coeficiente de temperatura negativo. Esta dependencia varía con la presencia de impurezas, y si el dopado es muy intenso, el semiconductor adquiere propiedades metálicas con coeficiente de temperatura positivo (PTC) en un margen de temperaturas limitado.

Para las NTC, en un margen de temperaturas reducido (50°C), la dependencia se puede considerar de tipo exponencial de la forma

$$R_T = R_0 \exp \{B (1/T - 1/T_0)\} \quad (4.1)$$

donde R_0 es la resistencia a 25°C u otra temperatura de referencia, y T_0 es dicha temperatura expresada en kelvins. En el caso anterior, $T_0 = 273 + 25 = 298$ K. La figura 2.14 muestra la dependencia real entre R_T y T para algunos modelos.

El parámetro B (o β) es la denominada temperatura característica del material, y tiene valores de 2000 K a 5000 K, pero varía con la temperatura, aumentando al aumentar ésta. Para el modelo Thermowid de Siemens, por ejemplo, $B(T_c) = B [1 + \gamma(T_c - 100)]$, donde T_c es la temperatura en grados Celsius, $\gamma = 2,5 \times 10^{-4}/\text{K}$ para $T_c > 100^\circ\text{C}$ y $\gamma = 5 \times 10^{-4}/\text{K}$ para $T_c < 100^\circ\text{C}$. B también varía de una a otra unidad para un mismo material, salvo en el caso de modelos intercambiables.

Si por analogía con las RTD se define un coeficiente de temperatura equivalente o sensibilidad relativa,

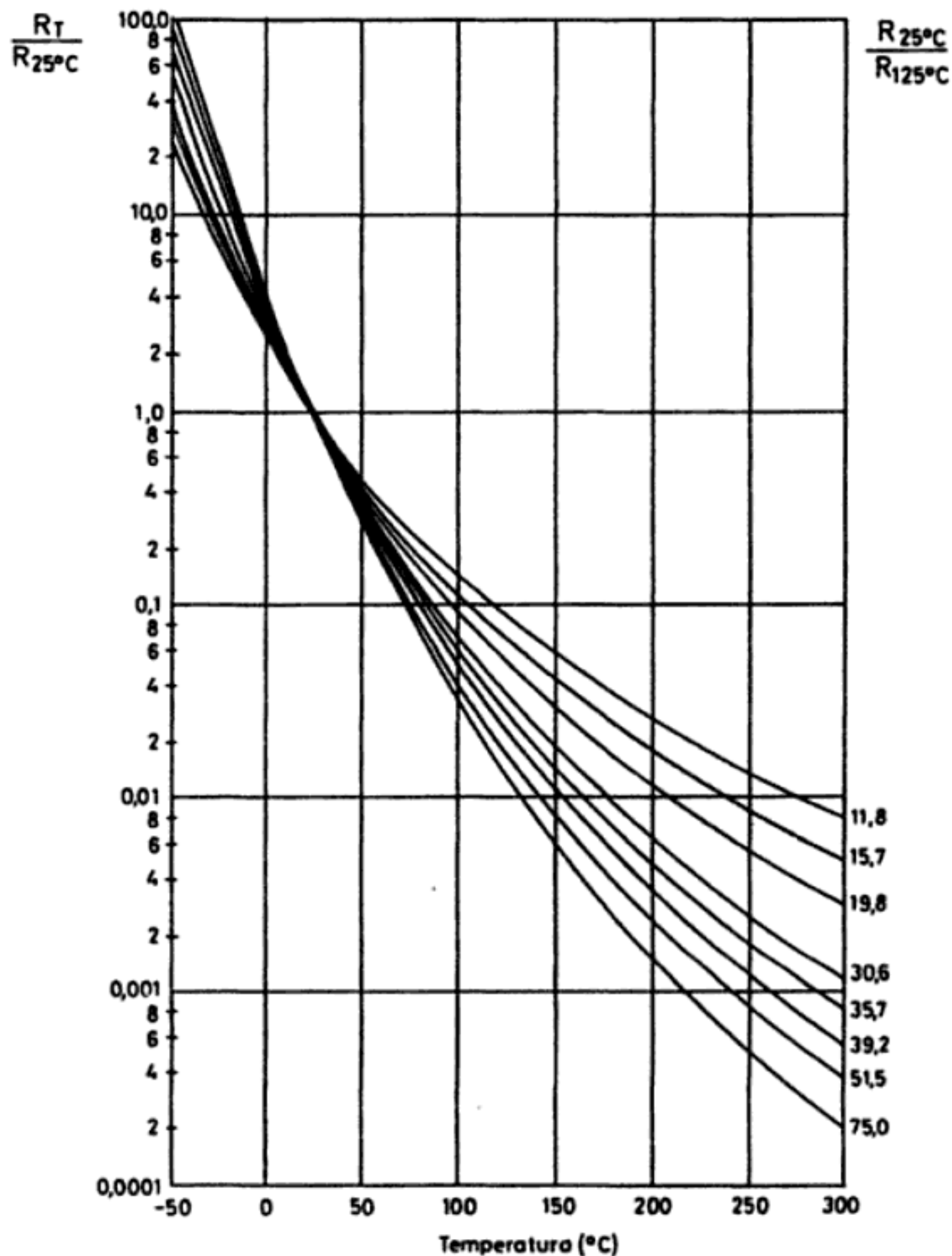


Figura 2.14 Variación de la resistencia de diversos termistores NTC con la temperatura (Documentación Thermometrics).

$$\alpha = \frac{dR_T/dT}{R_T} \quad (4.2a)$$

en ese caso, a partir de (4.1) se obtiene

$$\alpha = -B/T^2 \quad (4.2b)$$

que obviamente no es constante. Al no ser constante el producto αR_0 , el sensor es no lineal, pero a 25°C y con $B = 4000$ K, resulta $\alpha = -4,5\%/K$, que es más de diez veces superior a la de la Pt100.

El valor de B se puede encontrar midiendo la resistencia del termistor a dos temperaturas conocidas T_1 y T_2 . Si la resistencia respectiva es R_1 y R_2 , tendremos

$$B = \frac{\ln R_1/R_2}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} \quad (4.3)$$

El valor de B se suele especificar entonces como $B_{T1/T2}$. Por ejemplo, $B_{25/85}$.

Ejemplo. Una forma alternativa de expresar el modelo de (4.1) es mediante la fórmula $R_T = A \exp (B/T)$. Determinar A para un modelo con $B = 4200$ K y 100 kΩ a 25°C. Calcular el valor de α a 0 y 100°C.

A partir de (4.1) se deduce $A = R_0 \exp (-B/T_0)$

$$A = 10^5 \exp [-4200/(273 + 25)] = 0,0757 \Omega$$

$$\text{A } 0^\circ\text{C} (= 273 \text{ K}), \alpha(0) = -4200/273^2 = -5,6\% /K$$

$$\text{A } 100^\circ\text{C} (= 373 \text{ K}), \alpha(100) = -4200/373^2 = -3,0\% /K$$

Para un termistor típico, en el margen de 0 a 50°C el error cometido al emplear un modelo de dos parámetros es del orden de $\pm 0,3^\circ\text{C}$. Con tres parámetros, se logran errores de sólo $\pm 0,01^\circ\text{C}$ en un margen de 100°C. El modelo viene descrito en este caso mediante la ecuación empírica de Steinhart y Hart,

$$R_T = \exp \{A + B/T + C/T^3\} \quad (4.4)$$

o de forma equivalente

$$1/T = a + b \ln R_T + c (\ln R_T)^3 \quad (4.5)$$

Esta última ecuación se puede aplicar a la determinación de los parámetros a , b y c midiendo R_T a tres temperaturas distintas y resolviendo el sistema de ecuaciones. A partir de a , b y c , el valor de R_T a una temperatura T viene dado por

$$R_T = \exp \left\{ \left[-\frac{m}{2} + \left(\frac{m^2}{4} + \frac{n^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} + \left[\frac{m}{2} - \left(\frac{m^2}{4} + \frac{n^3}{27} \right)^{1/2} \right]^{1/3} \right\} \quad (4.6)$$

donde

$$m = \frac{a - 1/T}{c} \quad (4.7)$$

$$n = b/c \quad (4.8)$$

Con cuatro parámetros se logra un mejor ajuste entre la curva real de evolución de R_T y la ecuación teórica. Con un modelo de la forma

$$R_T = \exp [A + B/T + C/T^2 + D/T^3] \quad (4.9a)$$

$$\frac{1}{T} = a + b \ln R_T + c (\ln R_T)^2 + d (\ln R_T)^3 \quad (4.9b)$$

se logra un error de sólo 0,0015°C, para un termistor típico en un margen de 0 a 100°C. En este caso, los parámetros se determinan midiendo R_T a cuatro temperaturas distintas conocidas. En [18] se comparan modelos de hasta cinco parámetros y se discute su ajuste.

Para algunas aplicaciones de los termistores, interesan no tanto sus características resistencia-temperatura como la relación entre la tensión en bornes del termistor y la corriente a su través. En la figura 2.15 se presenta la característica $V = f(I)$ para un modelo concreto.

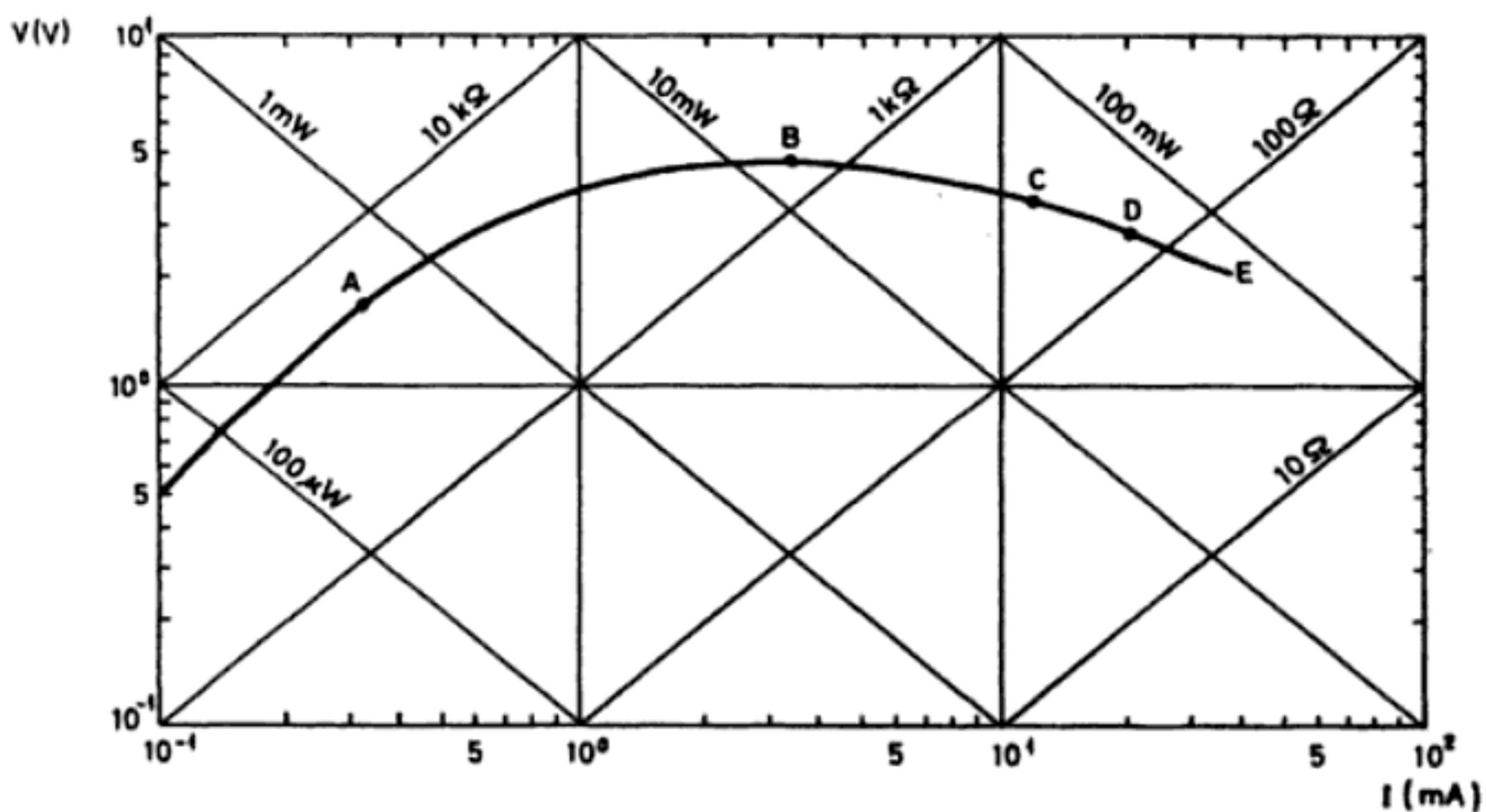


Figura 2.15 Característica tensión-corriente para un termistor en aire quieto a 25°C (Documentación Siemens, adaptada).

Para corrientes bajas, la tensión en bornes del termistor es prácticamente proporcional a la corriente porque el autocalentamiento del termistor es muy pequeño. Cuando aumenta la corriente, el termistor sufre un autocalentamiento apreciable (punto *A* de la curva) y alcanza una temperatura por encima de la del ambiente (por ejemplo, 50°C en *B*, 100°C en *C*, 200°C en *D*), reduciéndose su resistencia y, por lo tanto, la caída de tensión a su través. La potencia disponible en el circuito determina el punto en el que se alcanza el régimen estacionario. El punto *E* corresponde a la corriente máxima no peligrosa. Al aumentar la temperatura ambiente la curva se desplaza hacia abajo.

En régimen transitorio tendremos

$$W = VI = I^2 R_T = \delta (T - T_a) + c_p \frac{dT}{dt} \quad (4.10a)$$

donde δ (mW/K) es la constante de disipación térmica del termistor, c_p (mJ/K) es su capacidad calorífica y T_a es la temperatura ambiente. En régimen estacionario $dT/dt = 0$ y queda

$$I^2 R_T = \delta (T - T_a) \quad (4.10b)$$

$$VI = V^2/R_T = \delta (T - T_a) \quad (4.10c)$$

La tensión máxima en bornes del termistor en función de la temperatura puede obtenerse a partir de (4.10c) y de

$$V = IR_T = IA \exp (B/T) \quad (4.11)$$

Resulta,

$$V^2 = \delta (T - T_a) A \exp (B/T) \quad (4.12)$$

Para la tensión máxima se cumplirá $dV^2/dT = 0$, que lleva a

$$1 = (T - T_a) \frac{B}{T^2} \quad (4.13a)$$

cuyas soluciones son

$$T = \frac{1}{2} [B \pm (B^2 - 4BT_a)^{1/2}] \quad (4.13b)$$

y la temperatura correspondiente al máximo resulta ser la obtenida tomando el signo menos. Obsérvese que esta temperatura depende del material (B) pero no del valor óhmico del sensor. Para $B = 4000$ K y $T_a = 25^\circ\text{C}$, por ejemplo, $T_{\text{máx.}} = 51^\circ\text{C}$.

En la zona de autocalentamiento el termistor es sensible a cualquier efecto que altere el ritmo de disipación de calor. Esto permite aplicarlo a las medidas de caudal, nivel, conductividad calorífica (vacío, composición,...). Si la velocidad de

extracción de calor es fija, el termistor es sensible a la potencia —eléctrica— de entrada, y entonces se puede aplicar al control de nivel de tensión o de potencia.

En otras aplicaciones la característica que interesa es la que describe la evolución de la corriente en el termistor a lo largo del tiempo después de aplicarla. El circuito empleado para este análisis es el de la figura 2.16a, y el comportamiento típico para diversas tensiones aplicadas es el de la figura 2.16b. Si la resistencia disminuye, las curvas se desplazan hacia arriba.

Se observa que el autocalentamiento está sometido a una constante de tiempo que supone un retardo entre la tensión aplicada y el instante en que se alcanza el valor de corriente estacionario. Esta característica se aprovecha en los circuitos de retardo y para la supresión de transitorios. La constante de tiempo térmica del termistor (τ) se define como el coeficiente entre su capacidad calorífica c_p y su constante de disipación térmica δ . τ es el tiempo necesario para que la temperatura del termistor cambie en un 63,2% de la diferencia entre su temperatura inicial y final, cuando se le somete a un cambio de temperatura asimilable a un escalón (por ejemplo, de 25°C a 85°C).

Para las PTC hay dos tipos de comportamiento según la composición y el dopado. Las de tipo cerámico presentan un cambio brusco de resistencia cuando se

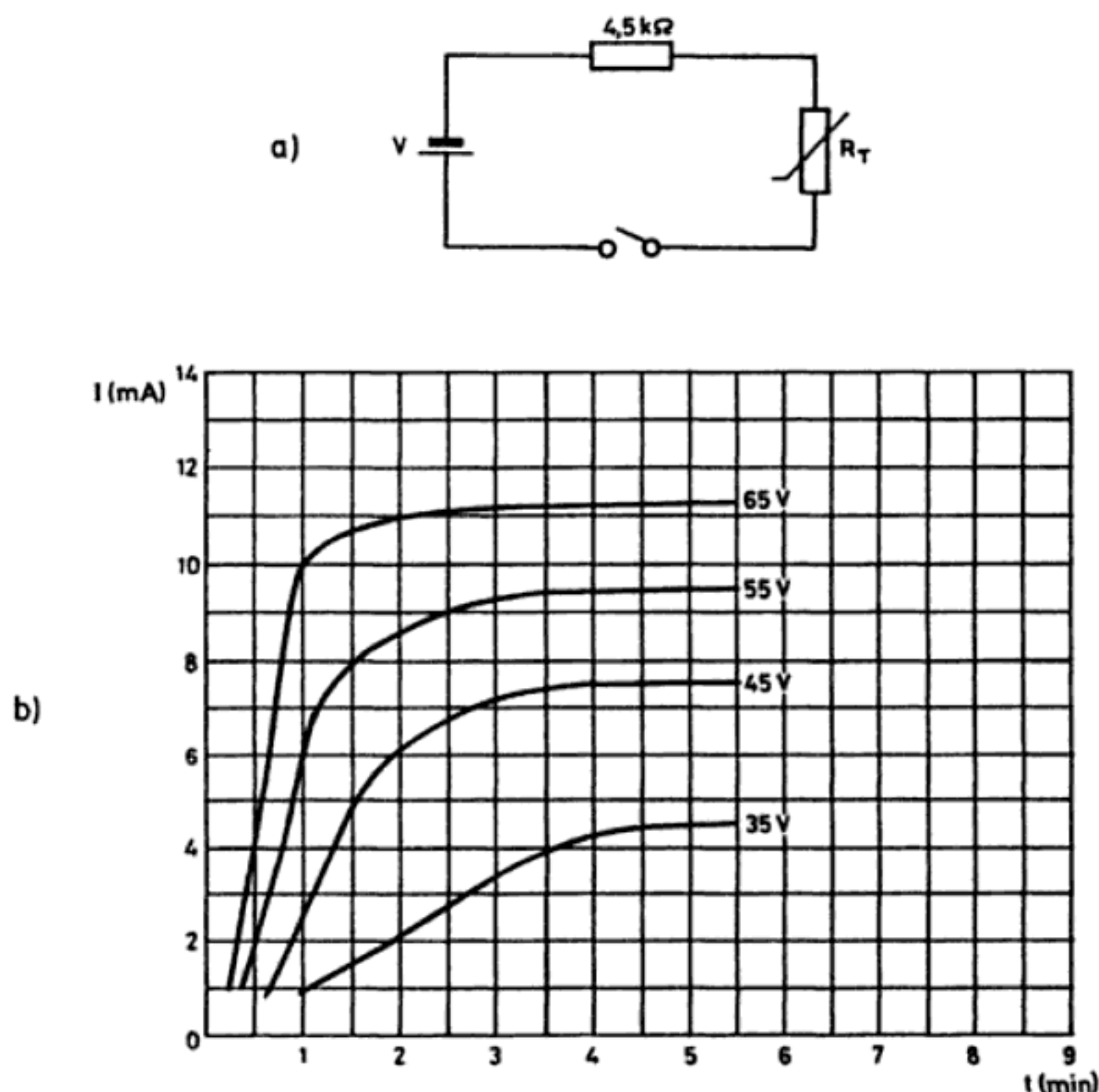


Figura 2.16 Característica corriente-tiempo para una determinada resistencia en serie con el termistor (Documentación Fenwal Electronics).

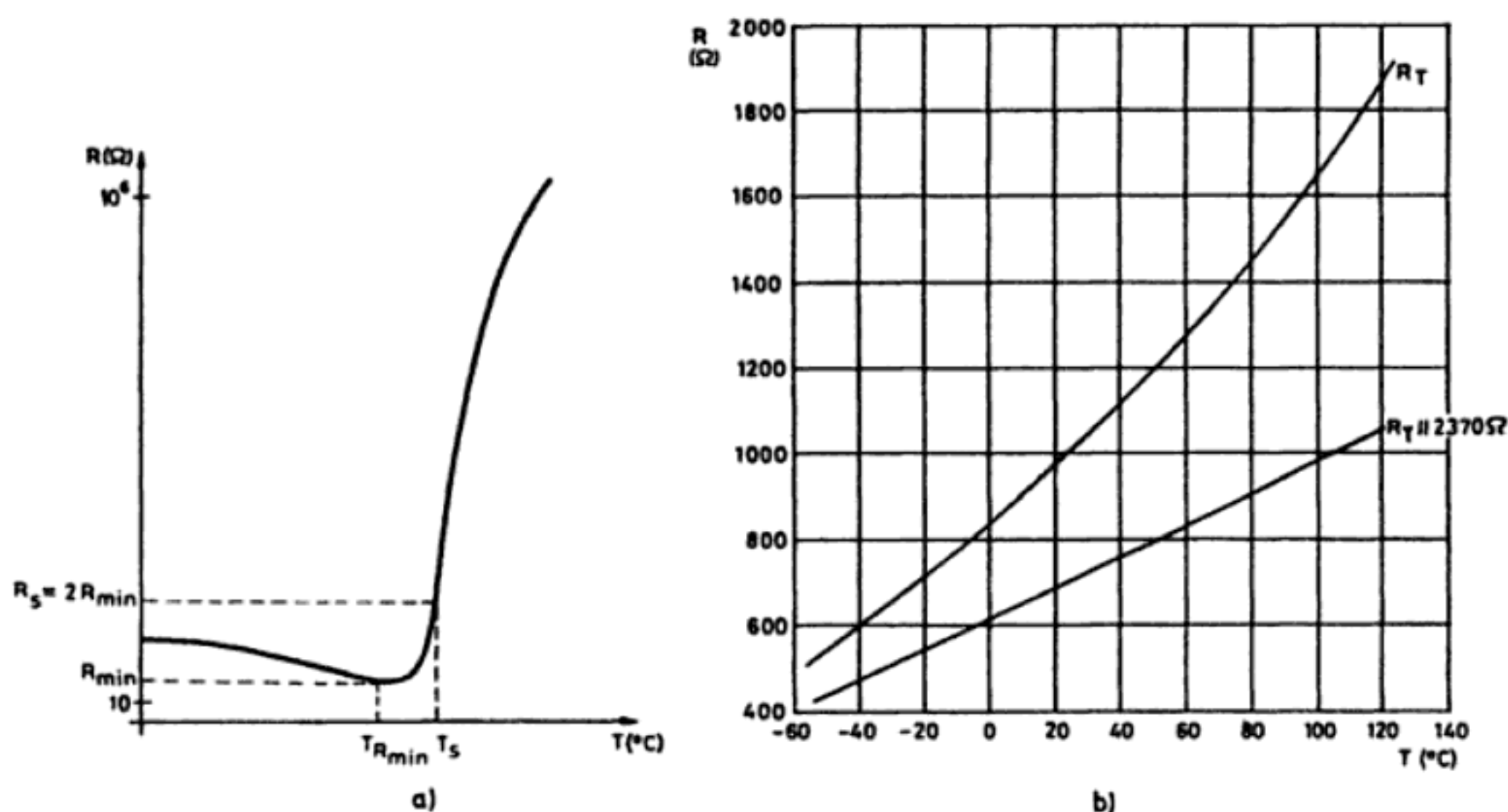


Figura 2.17 Característica resistencia-temperatura de un posistor (a) y de un silistor (b) (Documentación Texas Instruments).

alcanza la temperatura de Curie, de la forma indicada en la figura 2.17a. Se denominan a veces «posistores». Su coeficiente de temperatura es positivo sólo en un margen concreto de temperaturas; fuera de él es negativo o casi nulo. La temperatura de conmutación especificada, T_s , corresponde a aquella a la que la PTC tiene una resistencia doble del valor mínimo.

Las PTC basadas en silicio dopado presentan una variación más suave con la temperatura. A veces se comercializan ya linealizadas, con denominaciones tales como «tempsistores» o «silistores». En la figura 2.17b se presenta la curva característica de un silistor.

Al igual que para las RTD, el modelo matemático para describir el comportamiento dinámico de los termistores es un sistema de paso bajo de primer orden, si no hay recubrimientos, y un sistema de paso bajo de segundo orden sobreamortiguado, en el caso en que los haya.

Las limitaciones que cabe considerar en el empleo de los modelos anteriores al aplicar los termistores a la medida de temperatura u otras magnitudes, son similares a las expuestas para las RTD. Aquí hay también un límite impuesto por la temperatura de fusión, y hay que evitar el autocalentamiento si no lo requiere la aplicación pretendida. El coeficiente de disipación δ (mW/K), que depende del fluido en que esté inmerso el termistor y de su velocidad, permite evaluar el autocalentamiento.

Mención particular merecen aquí la estabilidad del termistor con el tiempo y el medio. La primera se logra sometiendo a un envejecimiento artificial. La serie YSI46000, por ejemplo, tiene una deriva inferior a $0,01^{\circ}\text{C}$ en 100 meses, en el margen de 0°C a 70°C . Si el medio afecta al termistor, se pueden emplear modelos con cápsula de vidrio, que es inerte. La intercambiabilidad es otro parámetro a considerar, pues sólo está garantizada para modelos especiales. Por ello, al sustituir un

termistor en un circuito suele ser necesario reajustarlo, aunque se trate de una unidad del mismo modelo.

Las múltiples ventajas de los termistores hacen que su aplicación sea cada vez más frecuente. Por su alta sensibilidad permiten obtener alta resolución en la medida de temperatura. Dada su alta resistividad, pueden tener masa muy pequeña, lo que les confiere una velocidad de respuesta rápida y permite emplear hilos largos para su conexión, aunque éstos vayan a estar sometidos a cambios de temperatura, porque ellos tienen mayor resistencia y coeficiente de temperatura. Permiten también una gran variedad de aplicaciones a base de autocalentamiento, y todo ello con un coste bajo.

2.4.2 Tipos y aplicaciones

Las NTC se fabrican a base de mezclar y sinterizar óxidos dopados de metales como el níquel, cobalto, manganeso, hierro y cobre, que se encapsulan con epoxy o vidrio. El proceso se realiza en una atmósfera controlada dándoles la forma y tamaño

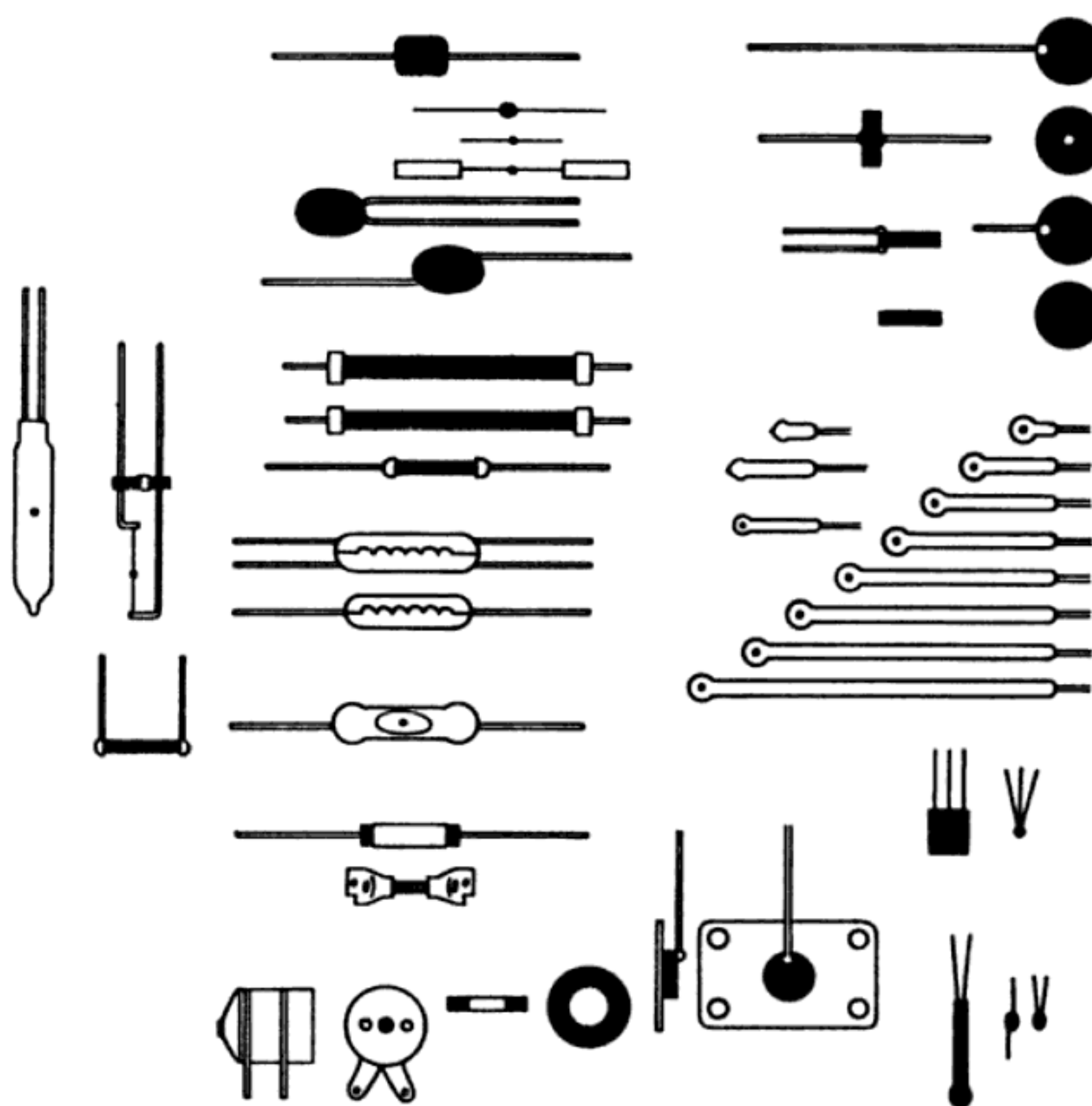


Figura 2.18 Distintas formas de los termistores NTC (Documentación Fenwal Electronics).

deseados. La proporción de óxidos determina la resistencia y el coeficiente de temperatura. En [6] pueden encontrarse los datos sobre la acción particular de cada uno de ellos. Para altas temperaturas ($> 1000^{\circ}\text{C}$) se emplean óxidos de itrio y circonio.

Las PTC de conmutación están basadas en titanato de bario al que se añade titanato de plomo o de circonio para determinar la temperatura de conmutación. Hay modelos entre -100°C y $+350^{\circ}\text{C}$. Las PTC de medida están basadas en silicio dopado.

Las formas en que se presentan las NTC son múltiples, y cada una de ellas está orientada a un grupo concreto de aplicaciones. En la figura 2.18 se presenta la variedad que oferta un determinado fabricante. Las de «gota», «escama» y «perla» se prefieren para aplicaciones de medida de temperatura, mientras que las de «disco», «arandela» y «varilla» son aptas para la compensación y control de temperatura y para aplicaciones con autocalentamiento. También hay modelos para montaje superficial (SMD). En el cuadro 2.4 se resumen algunas características generales de los modelos de NTC más frecuentes.

Las aplicaciones de los termistores se pueden dividir entre las que están basadas en un calentamiento externo del termistor, que son todas las relativas a la medida, control y compensación de temperatura, y las que se basan en calentarlo mediante el propio circuito de medida. Están entre estas últimas las medidas de caudal, nivel y vacío (método Pirani) y el análisis de la composición de gases, todos ellos son casos en que varía la conductividad térmica del medio alrededor del termistor, y también el control automático de volumen y potencia, la creación de retardos de tiempo y la supresión de transitorios.

En los párrafos que siguen se describen brevemente algunas aplicaciones sugeridas en [7]. En [6] hay otras muchas analizadas con detalle, así como una relación completa de fabricantes de termistores, cuya documentación técnica suele incluir valiosas ideas para distintas aplicaciones.

El circuito de la figura 2.19a es indicado para medir una temperatura en un margen reducido, por ejemplo la del agua en automóviles. Consiste en una batería, una resistencia de ajuste en serie, un termistor y un microamperímetro. La corriente a través del circuito varía de forma no lineal con la temperatura debido a

Cuadro 2.4 Características generales de los termistores NTC de uso más frecuente.

Parámetro	
Margen de temperatura	-100°C a 450°C (no en un mismo modelo)
Resistencia a 25°C	$0,5\ \Omega$ a $100\ \text{M}\Omega$ ($\pm 5\%$ o $\pm 10\%$) $1\ \text{k}\Omega$ a $10\ \text{M}\Omega$ es lo habitual
B	$2000\ \text{K}$ a $5500\ \text{K}$
Temperatura máxima	$> 125^{\circ}\text{C}$ 300°C habitual en régimen permanente 600°C habitual en régimen intermitente
Coeficiente de disipación, δ	$1\ \text{mW/K}$ en aire en reposo $8\ \text{mW/K}$ en aceite
Constante de tiempo térmica	$1\ \text{ms}$ a $22\ \text{s}$
Potencia disipable	$1\ \text{mW}$ a $1\ \text{W}$

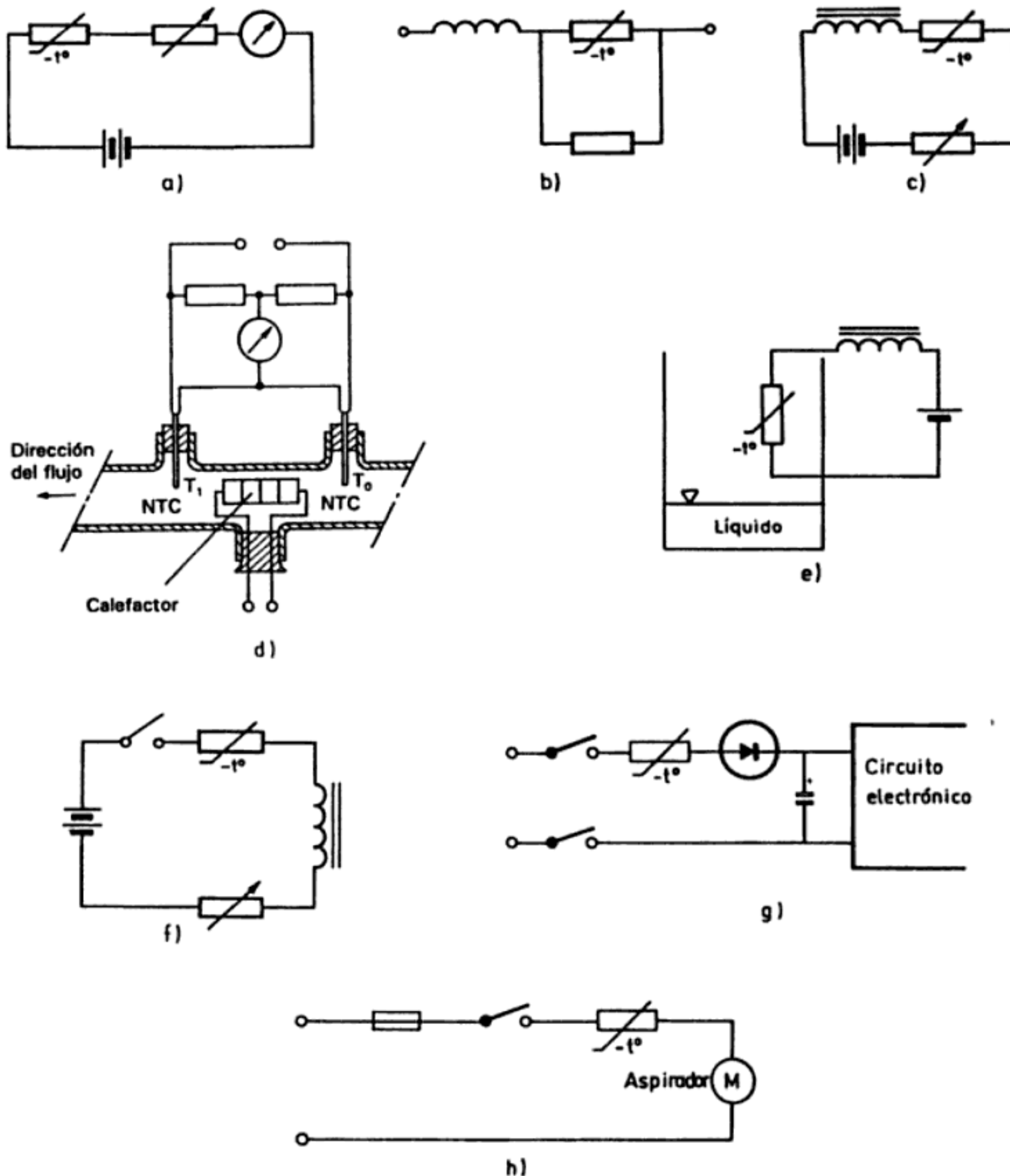


Figura 2.19 Aplicaciones de las NTC a la medida y control de la temperatura y otras magnitudes. *a)* Medida de temperatura con indicador no lineal. *b)* Compensación térmica con una NTC linealizada. *c)* Termostato. *d)* Medida del flujo de un líquido. *e)* Medida de nivel. *f)* Circuito para provocar un retardo en la conexión. *g)* Limitación de la corriente de conexión en un diodo y en un fusible (*h)*) (Documentación Fenwal Electronics y Philips).

la variación de la resistencia del termistor, pero la escala del microamperímetro se puede graduar según convenga.

La figura 2.19*b* es una aplicación de compensación térmica. Se trata de compensar la sensibilidad no deseada de un galvanómetro de hilo de cobre a la temperatura. Como la variación de resistencia del cobre tiene coeficiente positivo, al

añadir en serie un resistor con variación negativa puede hacerse que el conjunto presente coeficiente de temperatura casi nulo. El mismo método se puede aplicar a bobinas de deflexión. La finalidad del resistor en paralelo con la NTC se expone en el apartado siguiente.

Una forma simple de realizar un control dependiendo de la temperatura se basa en el circuito de la figura 2.19c. Cuando la temperatura ambiente supera un cierto valor, se reduce la resistencia de la NTC con lo que aumenta la corriente y se acciona el relé. El punto de disparo se fija mediante la resistencia ajustable.

El flujo de un líquido se puede medir con el circuito de la figura 2.19d. Un calefactor inmerso en el líquido libera calor que es transportado por el líquido que fluye, de manera que se crea una diferencia de temperatura entre el líquido aguas arriba y aguas abajo del calefactor. Esta diferencia de temperaturas depende, de forma no lineal, de la velocidad del líquido, y se puede medir con dos termistores.

Para el control de nivel de líquidos se propone el circuito de la figura 2.19e. La tensión de alimentación debe ser suficiente para que el termistor se autocaliente. Cuando se enfría por quedar inmerso en el fluido, aumenta su resistencia y se reduce la corriente, abriendo el relé. Este método de detección se emplea también para medir el nivel de aceite en automóviles.

El circuito de la figura 2.19f sirve para producir un retardo. El relé no actúa hasta que el termistor se haya calentado lo suficiente y permita el paso de una corriente mayor que la inicial.

Las NTC se pueden emplear para limitar la corriente de conexión a través de diodos, fusibles e interruptores. Para ello basta disponerlas en serie con el elemento a proteger (figuras 2.19g y h): inicialmente la resistencia de la NTC es alta, de manera que limita la corriente y protege al elemento en serie; pero conforme se calienta (por efecto Joule), su resistencia se reduce, de manera que permite la circulación de la corriente nominal del circuito, disipando ella misma escasa potencia.

En la figura 2.20 se describen algunas aplicaciones sugeridas para las PTC de conmutación. En la figura 2.20a se trata del arranque de un motor monofásico. Al cerrar el interruptor, la PTC tiene baja resistencia y permite que pase una corriente elevada por el devanado de arranque. En cuanto la PTC se calienta, su resistencia aumenta mucho y reduce la corriente por el devanado de arranque a un valor muy pequeño.

El circuito de la figura 2.20b se aplica a la desmagnetización automática, por ejemplo en televisores en color, donde interesa disponer de una corriente de desmagnetización elevada en cuanto se pone en marcha el aparato, pero que debe extinguirse al cabo de un cierto tiempo.

La supresión de arcos al abrir un interruptor tiene gran interés para evitar daños en los contactos y la propagación de los transitorios a circuitos susceptibles próximos. En el circuito de la figura 2.20c, al abrir el interruptor la PTC tiene inicialmente una resistencia baja pues por ella no pasaba corriente. Conforme transcurre el tiempo su resistencia va aumentando, y en ella se disipa la mayor parte de la energía almacenada en la carga inductiva, en vez de hacerlo en forma de arco a través de los contactos del interruptor.

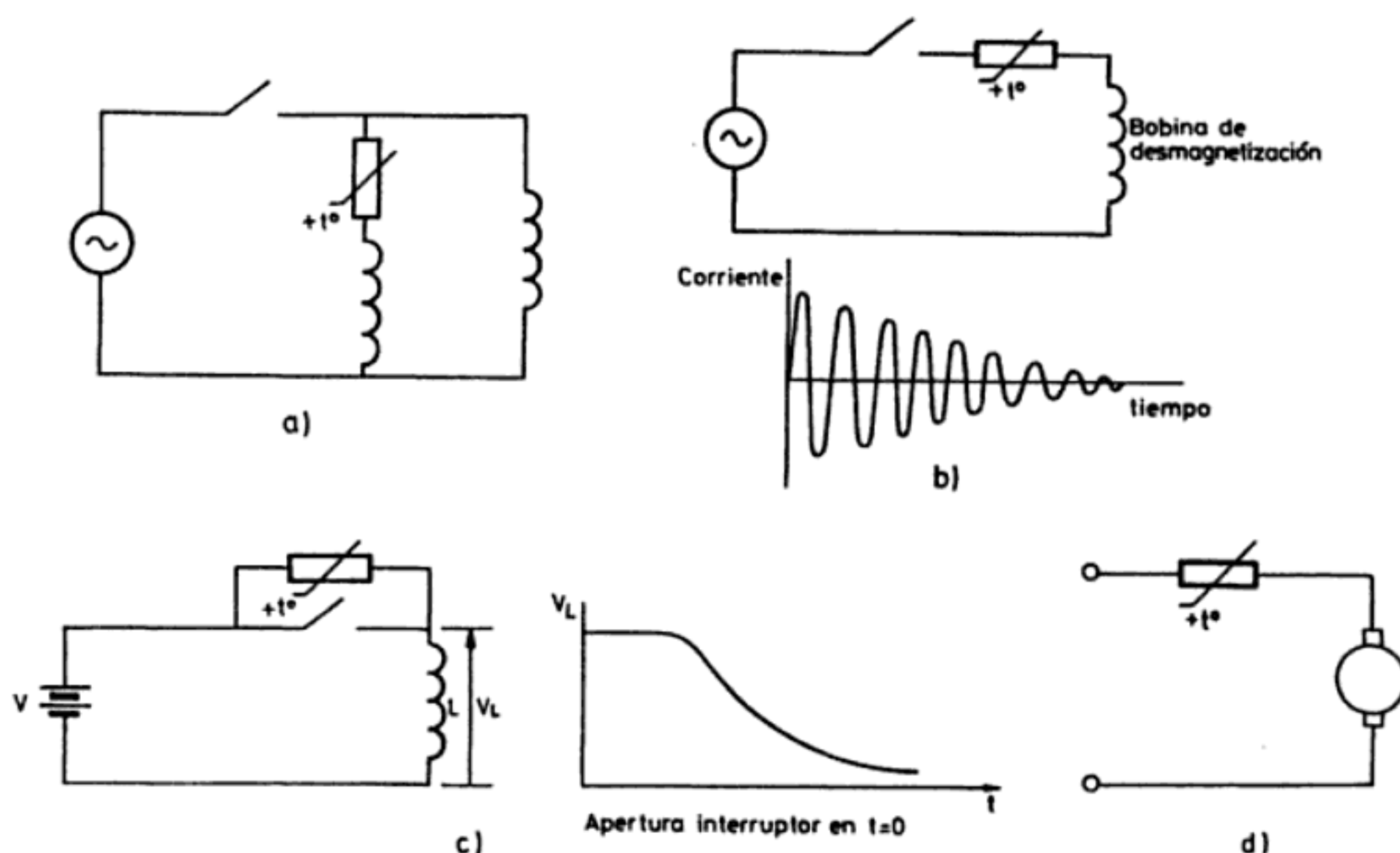


Figura 2.20 Algunas aplicaciones de las PTC de conmutación (Documentación Keystone Carbon Company). a) Arranque de un motor monofásico. b) Circuito para desmagnetización automática. c) Supresión de arcos en interruptores. d) Protección de un motor.

La protección de sobrecargas, por ejemplo de un motor si encalla, se puede hacer con una PTC en serie tal como muestra la figura 2.20d. Cuando aumenta la corriente, aumenta la resistencia de la PTC y así limita la corriente a través del motor. A diferencia de los fusibles, aquí no hace falta ninguna intervención externa para restablecer el funcionamiento una vez cesan las condiciones que provocaron la sobrecorriente.

2.4.3 Linealización

Aunque en la mayoría de las aplicaciones la NTC debe considerarse dentro del circuito de medida concreto donde esté dispuesta, en algunos casos se pretende utilizarla como «sensor linealizado» a base de poner una resistencia R en paralelo. Entonces puede estudiarse $R_T || R = R_p$ como elemento independiente. El resultado es

$$R_p = \frac{R R_T}{R_T + R} \quad (4.14)$$

$$\frac{dR_p}{dT} = \frac{R^2}{(R_T + R)^2} \frac{dR_T}{dT} \quad (4.15)$$

Aunque R_p sigue sin ser lineal, su variación con la temperatura es menor que antes, por serlo el factor que multiplica a dR_T/dT . El coeficiente de temperatura equivalente o sensibilidad, análogo a (4.2a), es

$$\frac{dR_p/dT}{R_p} = -\frac{B}{T^2} \frac{1}{1 + R_T/R} \quad (4.16)$$

Resulta, pues, que se ha perdido sensibilidad a costa de la linealidad ganada. En la figura 2.21 se representa gráficamente el resultado para el caso $R_0 = 25 \text{ k}\Omega$, $B = 4000 \text{ K}$, $R = 18.500 \Omega$.

El resistor R puede elegirse de modo que en el margen de temperaturas de interés se tenga una buena linealidad. Un método analítico consiste en forzar tres puntos de paso en la curva resistencia-temperatura resultante. Por ejemplo, que a tres temperaturas equidistantes ($T_1 - T_2 = T_2 - T_3$), R_p esté sobre una recta. Debe cumplirse así

$$R_{p1} - R_{p2} = R_{p2} - R_{p3} \quad (4.17a)$$

$$\frac{R R_{T1}}{R + R_{T1}} - \frac{R R_{T2}}{R + R_{T2}} = \frac{R R_{T2}}{R + R_{T2}} - \frac{R R_{T3}}{R + R_{T3}} \quad (4.17b)$$

y de esta expresión se obtiene el valor de la resistencia R a añadir:

$$R = \frac{R_{T2} (R_{T1} + R_{T3}) - 2R_{T1} R_{T3}}{R_{T1} + R_{T3} - 2R_{T2}} \quad (4.18)$$

Dado que para la deducción de esta expresión no se ha hecho uso explícito de ningún modelo matemático concreto, este método se puede aplicar también a termistores PTC y a otros sensores resistivos no lineales.

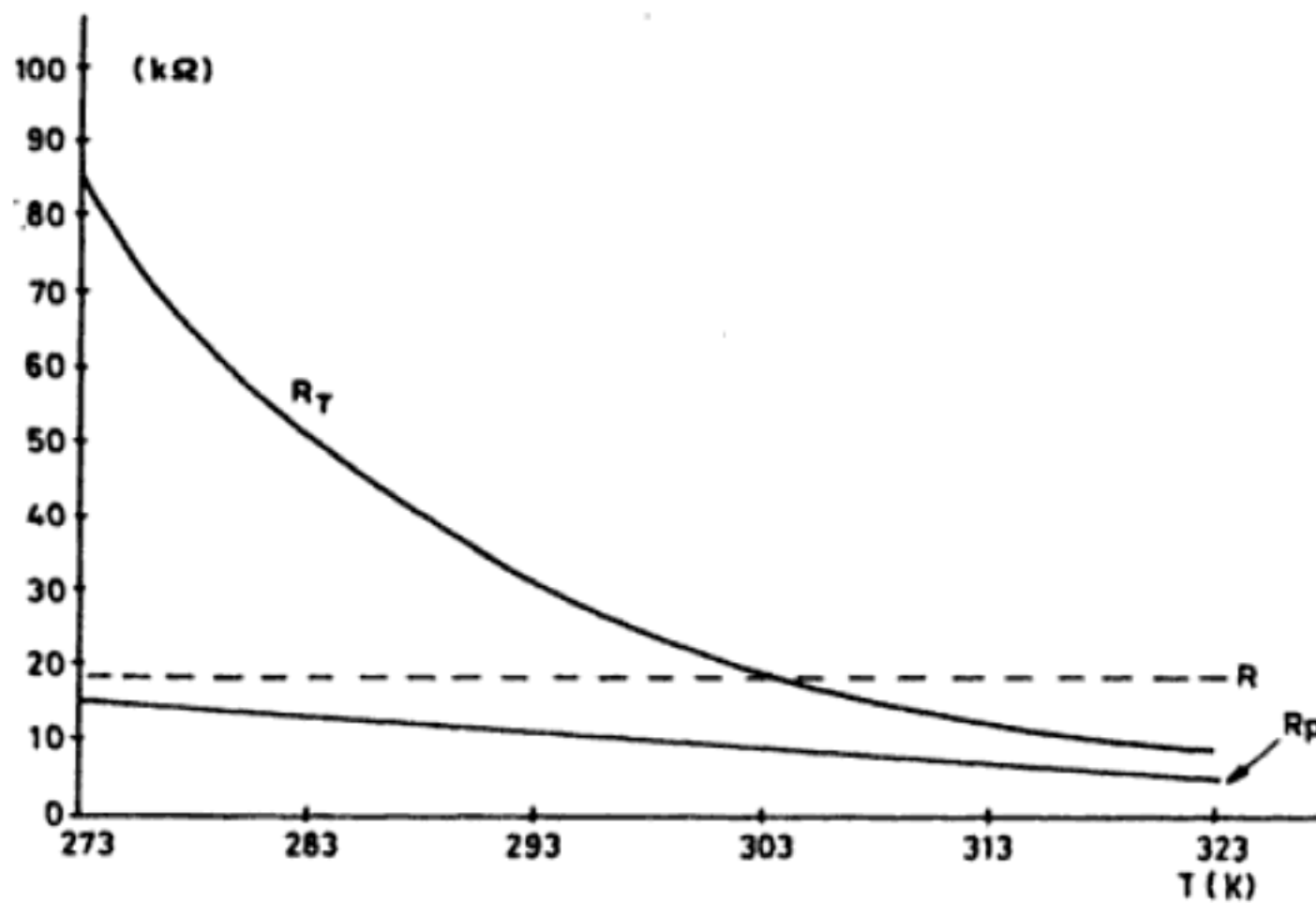


Figura 2.21 Linealización de un termistor mediante un resistor fijo dispuesto en paralelo.

Otro método analítico consiste en forzar un punto de inflexión en la curva resistencia-temperatura que esté justo en el centro del margen de medida (T_c). Para obtener el valor de R basta derivar (4.15) otra vez con respecto a la temperatura e igualar el resultado a cero. Esta condición se cumple cuando R tiene un valor dado por

$$R = R_{T_c} \frac{B - 2T_c}{B + 2T_c} \quad (4.19)$$

La elección de uno u otro método depende de la aplicación. En este último caso se obtiene más linealidad en el centro del margen de medida, empeorando hacia los extremos, mientras que el otro método da una mayor linealidad en las proximidades de cada punto de ajuste. En el apartado 3.2.2 se verá un método adicional basado en la documentación que ofrecen algunos fabricantes.

Ejemplo. El circuito de la figura E2.1 sirve para linealizar una NTC en un margen de temperaturas reducido. Determinar el valor de los resistores R_1 y R_2 para que a la temperatura T_0 la resistencia equivalente presente un punto de inflexión y tenga una pendiente m .

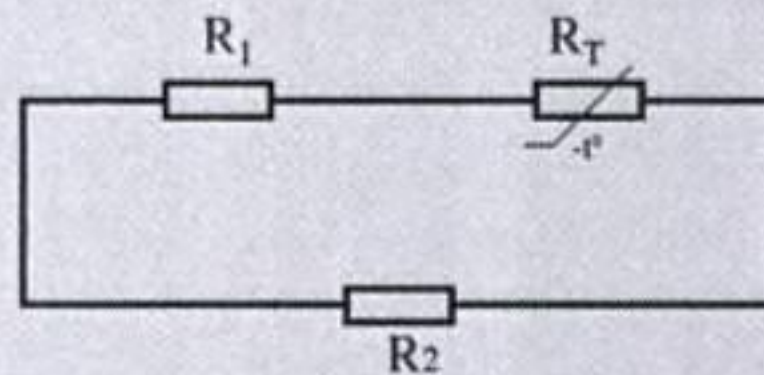


Figura E2.1 Linealización de un termistor con dos resistencias: se pueden fijar dos parámetros de la resistencia equivalente (dependiente de la temperatura).

Modelo para el termistor: $R_T = R_0 \exp [B(1/T - 1/T_0)]$

Llamamos:

$$R_1 = aR_0$$

$$R_2 = bR_0$$

$$R = (R_1 + R_T) \parallel R_2 = \frac{(aR_0 + R_T) bR_0}{aR_0 + R_T + bR_0}$$

Para determinar el punto de inflexión hay que igualar a 0 la segunda derivada de R con respecto a T

$$\frac{dR}{dT} b^2 R_0^2 = \frac{(-B/T^2) R_T}{(aR_0 + R_T + bR_0)^2}$$

$$\frac{d^2R}{dT^2} = 0 \Rightarrow a + b + 1 = \frac{2B}{B + 2T_0}$$

De la condición $dR/dT|_{T_0} = w$ se deduce

$$b = \frac{2T_0}{B + 2T_0} \left(\frac{-mB}{R_0} \right)^{1/2}$$

Sustituyendo este valor en la condición obtenida para el punto de inflexión, se tiene

$$\frac{B - 2T_0}{B + 2T_0} - b = a$$

Hay modelos de NTC «lineales» que incorporan una o varias resistencias en combinaciones serie y paralelo con uno o más termistores, de acuerdo con los criterios descritos anteriormente. Lógicamente su «linealidad» está limitada al margen de temperaturas especificado por el fabricante. La red de la figura 2.22 es un ejemplo de este tipo. Si se dispone de tiempo de cálculo para linealizar con un procesador digital, entonces un algoritmo como el de [4] permite linealizar un termistor por software, sin tener que añadir resistencias.

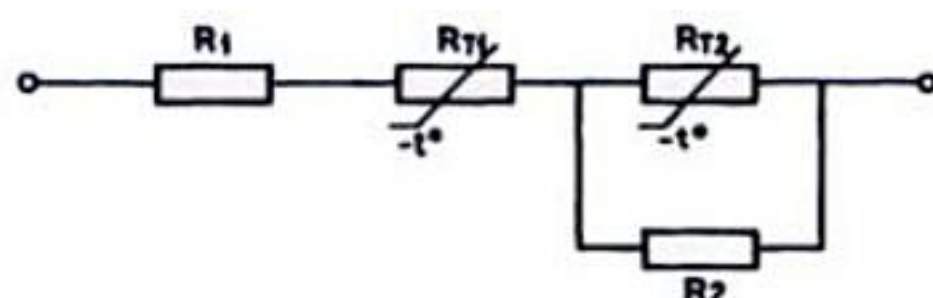


Figura 2.22 Red de termistores y resistencias que presenta en conjunto un comportamiento lineal con la temperatura en un margen de 50°C a 100°C (Documentación Fenwal Electronics).

2.5 MAGNETORRESISTENCIAS

Si se aplica un campo magnético a un conductor por el que circula una corriente eléctrica, dependiendo de la dirección del campo, además de la tensión Hall (apartado 4.3.2) hay una reducción de la corriente al ser desviados algunos electrones de su trayectoria. Ello significa que aumenta su resistencia eléctrica. Este efecto fue descubierto por Lord Kelvin en 1856.

En la mayoría de los conductores este efecto magnetorresistivo es de segundo orden comparado con el efecto Hall, pero en materiales anisótropos, como son los ferromagnéticos, al depender su resistencia del estado de magnetización, el efecto de un campo magnético externo es más acusado, con variaciones del 2% al 5%. La relación entre el cambio de resistencia y el campo magnético externo es cuadrática, pero es posible linealizarla mediante distintas técnicas de polarización [8].

A pesar de esta necesidad de linealización y de su dependencia térmica, las magnetorresistencias ofrecen varias ventajas respecto a otros sensores magnéticos. En primer lugar, su modelo matemático es un sistema de orden cero, a diferencia de los sensores inductivos que responden a la derivada temporal de la densidad de flujo magnético.

Comparados con los sensores de efecto Hall, cuya salida depende también del campo magnético, no de su derivada, los magnetorresistores tienen mayor sensibilidad, mayor margen de temperatura y mayor margen de frecuencias (desde c.c. hasta varios megahercios, frente a unos 25 kHz el efecto Hall).

Como material para su fabricación se emplea el permalloy, que es una aleación de hierro y níquel con proporciones de alrededor del 20% y 80% respectivamente. El material se deposita en un sustrato de vidrio mediante técnicas de película fina. También se han probado aleaciones NiFeCo y NiFeMo. En el cuadro 2.5 se presentan algunas de las características de un modelo comercial constituido por cuatro elementos que configuran un puente de Wheatstone [9].

Cuadro 2.5 Algunas características de una gama de sensores magnetorresistivos [9].

Parámetro	
Campo máximo, A/m	± 1000 a ± 20.000
Sensibilidad, $\mu\text{V/A/m}$	2,5 a 0,06
Coeficiente de temperatura	– 0,4%/K alimentando a tensión cte. – 0,12%/K alimentando a corriente cte.
Linealidad	3% en toda la escala 1% en media escala
Deriva de la sensibilidad de – 40 a 120°C	0,1%/K

Las aplicaciones propuestas se pueden dividir entre las de medida directa de campos magnéticos y las de medida de otras magnitudes a través de variaciones de campo magnético.

En el primer grupo están el registro magnético de audio (sin perturbaciones debidas a las fluctuaciones de la velocidad de la cinta) y las lectoras de tarjetas magnéticas (de crédito, identificación, control de acceso) y de precios codificados magnéticamente. También se aplica para detectar partículas magnéticas en pacientes que vayan a ser sometidos a exploraciones de resonancia magnética.

En el segundo grupo están la medida de desplazamientos y velocidades lineales y angulares, los detectores de proximidad, la medida de posiciones y la medida de niveles con flotador. En estos casos el elemento móvil debe provocar un cambio de campo magnético, y para ello o bien debe ser un elemento metálico o con un recubrimiento o identificador metálico, en presencia de un campo magnético constante, o bien hay que incorporar un imán permanente que se mueva junto con el elemento a detectar.

2.6 FOTORRESISTENCIAS (LDR)

Las fotorresistencias o fotoconductores (en inglés, «Light Dependent Resistors» —LDR—) se basan en la variación de la resistencia eléctrica de un semiconductor al incidir en él radiación óptica (radiación electromagnética con longitud de onda entre 1 mm y 10 nm). Su símbolo es el de la figura 2.23a.



Figura 2.23 Fotorresistencia (LDR). a) Símbolo (Publicación CEI 117-7). b) Modelo de bajo coste encapsulado en plástico transparente (Documentación Philips).

La conductividad eléctrica en un material depende del número de portadores en la banda de conducción. En un semiconductor, a baja temperatura la mayor parte de sus electrones están en la banda de valencia, y se comporta casi como aislante. Pero al aumentar la temperatura, y con ella la agitación de los electrones, dado que las bandas de valencia y de conducción están próximas (a diferencia de lo que sucede en un aislante), cada vez hay más electrones que saltan de la banda de valencia a la de conducción, aumentando la conductividad. Si el semiconductor está dopado, este salto es aún más fácil.

La energía necesaria para producir el salto puede venir de otras fuentes externas además del calor, como pueden ser una radiación óptica o una tensión eléctrica. En el caso de la radiación óptica, su energía, E , y frecuencia, f , están relacionadas mediante la expresión

$$E = hf \quad (6.1)$$

donde $h = 6,62 \times 10^{-34} \text{ Ws}^2$ es la constante de Planck. Entonces, si la radiación tiene energía suficiente para permitir el salto de los electrones de una a otra banda, pero sin exceder el umbral necesario para que se desprendan del material, se tendrá efecto fotoeléctrico interno o fotoconductor, y a mayor iluminación mayor será la conductividad. Si se excediera dicho umbral, se tendría efecto fotoeléctrico externo. En el caso de un conductor, la conductividad es de por sí tan alta que el cambio debido a la incidencia de la radiación apenas se nota.

En el cuadro 2.6 se dan los valores de la anchura de banda prohibida —diferencia de niveles de energía entre las bandas de conducción y de valencia— para distintos semiconductores, y también la longitud de onda máxima de radiación para poder producir efecto fotoeléctrico interno. La relación entre la energía de los fotones y la longitud de onda de la radiación, λ , es

Cuadro 2.6 Anchura de banda prohibida, en electrón-voltios, y longitud de onda máxima, en micras, para diversos semiconductores intrínsecos [10].

<i>Material</i>	<i>Anchura de banda prohibida</i>	<i>Longitud de onda máxima</i>
SZn	3,60	0,345
SCd	2,40	0,52
SeCd	1,80	0,69
TeCd	1,50	0,83
Si	1,12	1,10
Ge	0,67	1,85
SPb	0,37	3,35
AsIn	0,35	3,54
Te	0,33	3,75
TePb	0,30	4,13
SePb	0,27	4,58
SbIn	0,18	6,90

$$\lambda = \frac{c h}{E} \quad (6.2)$$

donde c es la velocidad de la luz ($\approx 3 \times 10^8$ m/s). Si E se expresa en electrón-voltios ($1 \text{ eV} = 1,602 \times 10^{-19} \text{ J}$), (6.2) se reduce a

$$\lambda (\mu\text{m}) = \frac{1,24}{E (\text{eV})} \quad (6.3)$$

La relación entre la resistencia R de un fotoconductor y la iluminación, E (densidad superficial de energía recibida expresada en lux), es fuertemente no lineal. Un modelo simple es

$$R = A E^{-\alpha} \quad (6.4)$$

donde A y α dependen del material y las condiciones de fabricación. Para el SCd, por ejemplo, $0,7 < \alpha < 0,9$. En la figura 2.24 se presenta gráficamente esta relación para un modelo concreto de SCd. Puede observarse, además de la no linealidad, que la relación entre la resistencia en presencia de luz y la resistencia en la oscuridad es muy alta (superior a 10^4).

Otro factor a considerar en las LDR es que su constante de tiempo de subida al iluminar y su constante de tiempo de caída o extinción, son distintas y función tanto del material como del nivel de iluminación. La constante de tiempo al iluminar es mucho menor que al extinguir la luz. La primera suele expresarse en milisegundos y la segunda en kilohmios/segundo. Son sensibles también a la temperatura, que afecta a su sensibilidad a la radiación incidente en un grado tanto más alto cuanto menor sea la iluminación (hay una generación térmica de pares electrón-hueco). La temperatura es también causa del denominado ruido térmico, que se

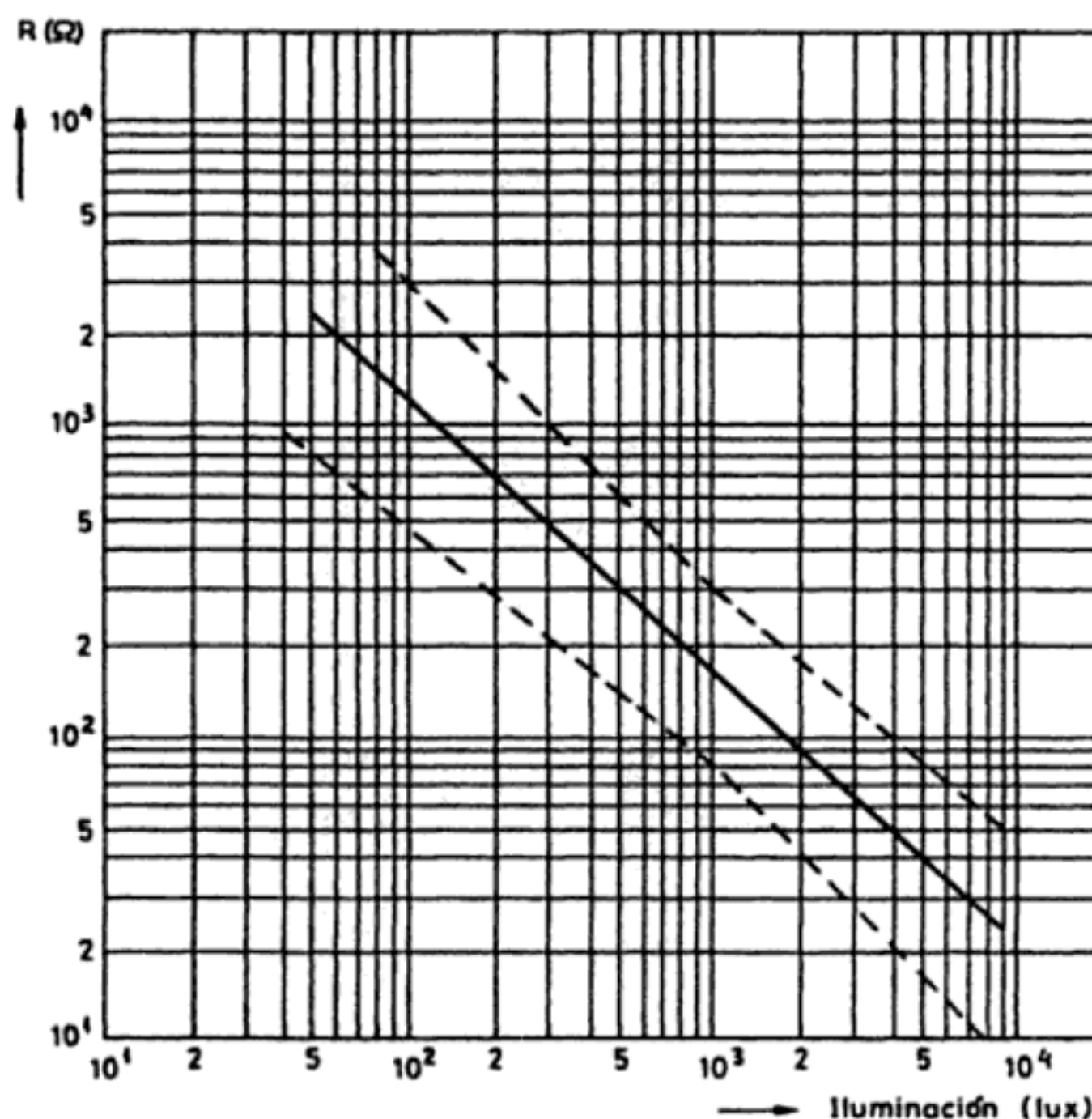


Figura 2.24 Característica resistencia-iluminación de una LDR (Documentación Philips).

manifiesta como fluctuaciones de corriente cuando se aplica una tensión a la fotoresistencia para poder medir su valor.

Su respuesta espectral es estrecha, tal como se indica en la figura 2.25 para diversos materiales. La elección de éstos debe hacerse, pues, en función de la longitud de onda a detectar, teniendo en cuenta, además, que los materiales deben ser transparentes a las longitudes de onda de interés, pues de lo contrario se producirá una excesiva reflexión superficial.

En la zona visible ($0,38$ a $0,75 \mu\text{m}$) y del infrarrojo muy cercano ($0,75$ a $1,4 \mu\text{m}$) se emplean compuestos de cadmio (SCd, SeCd, TeCd). En la zona del infrarrojo cercano ($1,4$ a $3 \mu\text{m}$) se emplean compuestos de plomo (SPb, SePb, TePb). En la zona del infrarrojo medio (3 a $14 \mu\text{m}$) y lejano (hasta 1 mm) se emplean compuestos de indio (SbIn, AsIn), telurio, y aleaciones de telurio, cadmio y mercurio, así como silicio y germanio dopados.

Los elementos previstos para longitudes de onda grande (baja energía) deben mantenerse a temperatura baja, mediante efecto Peltier inverso (apartado 6.1.1) o en criostatos, para reducir el ruido térmico. En consecuencia, no se comercializan como resistores ordinarios.

Los fotoconductores más comunes, utilizables a temperatura ambiente, son el SCd, SPb y SePb (en particular el primero). Se fabrican en formas muy variadas, con dispositivos simétricos, diferenciales, etc., para facilitar su aplicación. En la figura 2.23b se muestra un modelo económico encapsulado en plástico, apto para temperaturas y humedades moderadas. Los tiempos de respuesta van desde los

100 ms de algunos modelos de SCd hasta los 2 μ s de algunos de SePb. La tensión máxima que aceptan sin iluminación puede ir de 100 a 600 V, y la disipación permitida a 25°C, de 50 mW a 1 W.

Las aplicaciones de las LDR ordinarias se pueden dividir entre las de medida de luz, con poca precisión y bajo coste, y las que emplean la luz como radiación a modificar. En el primer grupo están: el control automático de brillo y contraste en receptores de televisión, el control de diafragmas de cámaras fotográficas, la detección de fuego, el control de iluminación de vías públicas, etc. En el segundo grupo están los detectores de presencia y posición y algunas medidas de nivel de depósitos.

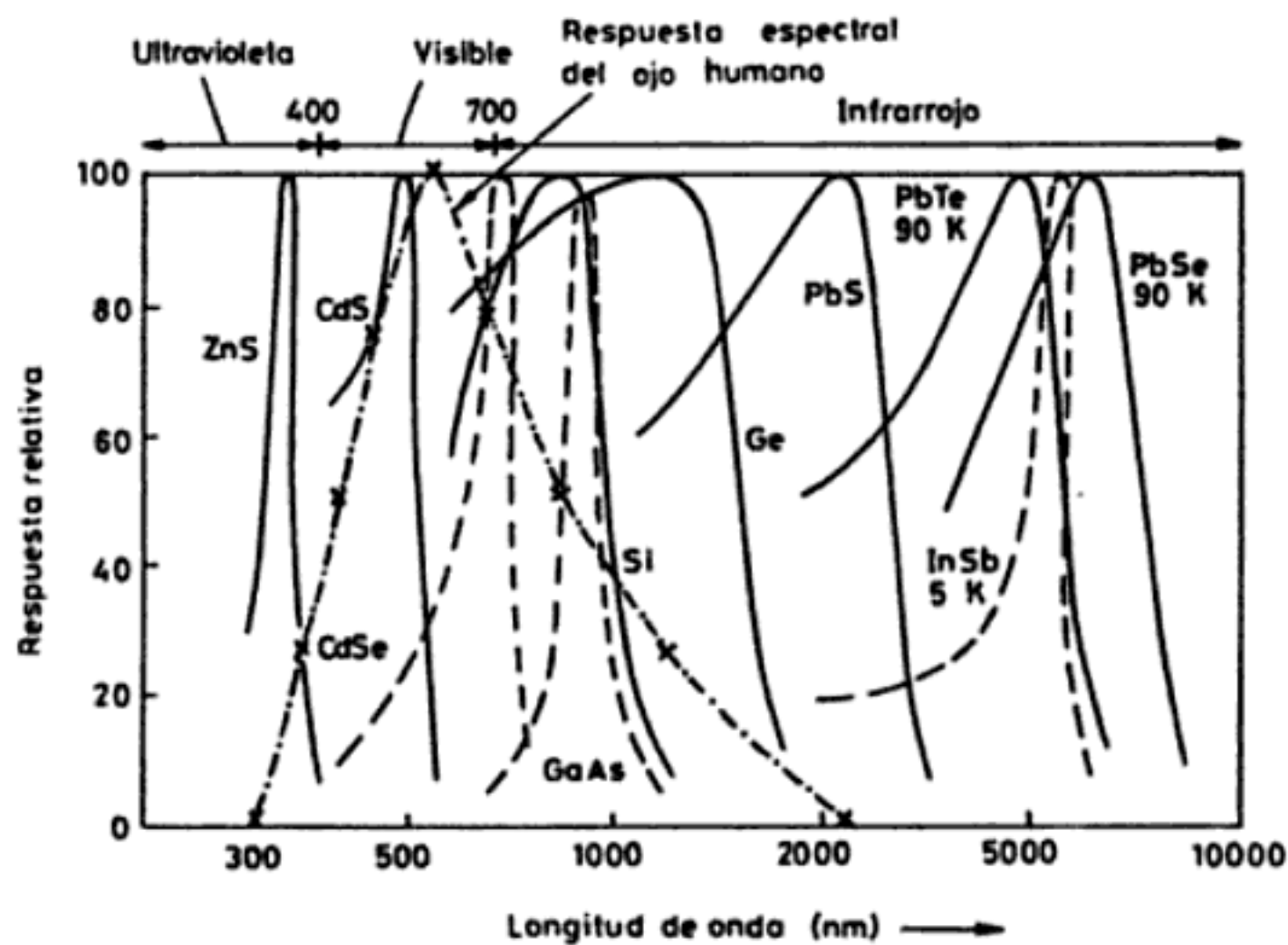


Figura 2.25 Respuesta espectral de distintos fotoconductores intrínsecos.

2.7 HIGRÓMETROS RESISTIVOS

La humedad es la cantidad de vapor de agua presente en un gas (en inglés, «humidity») o de agua adsorbida o absorbida en un líquido o un sólido (en inglés, «moisture»). La masa de vapor de agua contenida en un volumen dado de gas (g/m^3) se denomina humedad absoluta. Normalmente se mide la denominada humedad relativa que es la relación entre la presión parcial del vapor de agua presente y la necesaria para que hubiera saturación a una temperatura dada. Se expresa en tanto por ciento.

La mayoría de los aislantes eléctricos presentan un descenso de resistividad brusco (y un aumento de su constante dieléctrica), al aumentar su contenido de humedad. Si se mide la variación de su resistencia se tiene un higrómetro resistivo («humistor»). Si se mide la variación de capacidad, se tiene un higrómetro capacitivo.

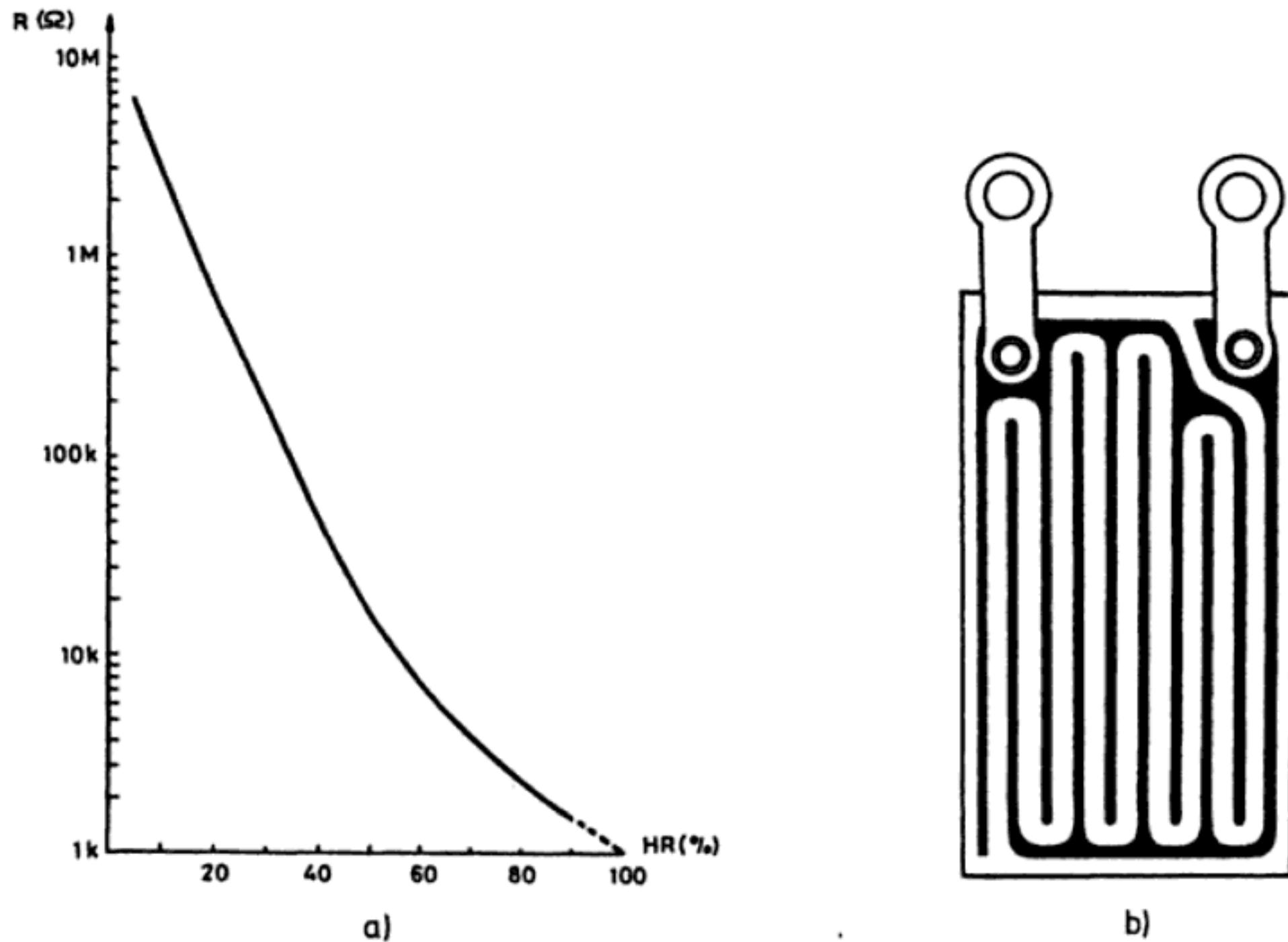


Figura 2.26 a) Variación de la resistencia con la humedad para el sensor PCRC-11. b) Disposición física (Documentación Phys-Chemical Research Corp.).

La relación entre la humedad relativa y la resistencia es no lineal. Para el modelo de la figura 2.26a es casi exponencial y abarca cuatro décadas. La resistencia se debe medir con corriente alterna sin nivel de continua. El tiempo de respuesta (cambio del 63% de la humedad relativa) varía mucho según el tamaño, y excede de 10 s.

Como materiales se han empleado soluciones acuosas de una sal higroscópica (ClLi , F_2Ba , P_2O_5) depositadas sobre un sustrato plástico, en forma de zigzag entre dos electrodos. Actualmente se dispone de elementos con la misma forma pero basados directamente en los cambios de resistividad del sustrato (un polímero), sin necesidad de película higroscópica, a base de tratar químicamente la superficie (figura 2.26b). Los elementos de Al_2O_3 se emplean más por la variación de su capacidad que por la de su resistencia, pero los higrómetros resistivos son más adecuados que los capacitivos cuando la humedad relativa es alta.

2.8 RESISTENCIAS SEMICONDUCTORAS PARA DETECCIÓN DE GASES

A alta temperatura, la conductividad volumétrica o superficial de algunos óxidos semiconductores varía en función de la concentración de oxígeno del ambiente en el que están. Ello es debido a la presencia de defectos en la estructura

cristalina, con un déficit de átomos de oxígeno. Al aumentar la temperatura, el O_2 adsorbido y absorbido se disocia y sus electrones neutralizan el exceso de metal, y reducen la conductividad. La relación entre la conductividad volumétrica σ y la presión parcial de oxígeno p_{O_2} , a temperaturas superiores a $700^\circ C$, es [19]

$$\sigma = A[\exp(-E_A/kT)] p_{O_2}^{1/N} \quad (8.1)$$

donde A es una constante, E_A es la energía de activación para la conducción y N es una constante que depende del tipo de defecto predominante en el material y que determina el equilibrio entre éste y el O_2 . Para el TiO_2 , N vale entre -4 y -6 .

En los óxidos semiconductores basados en la variación de la conductividad superficial (por ejemplo, ZnO y SnO_2) hay una formación y pérdida de iones oxígeno en la superficie del material. Trabajan a temperaturas menores ($400-600^\circ C$), y su respuesta a un cambio de concentración es más rápida que en los sensores volumétricos, pues no hace falta que el oxígeno difunda en el seno del sensor. La relación entre $\log R$ y $\log p_{O_2}$ es muy lineal en el margen de 1 Pa a 100 kPa, y R cambia desde unos 10Ω hasta más de 100 k Ω .

La detección de otros gases, a baja temperatura y en una atmósfera donde no haya O_2 , es posible siempre y cuando dichos gases reaccionen con el O_2 . Si el sensor ha estado expuesto previamente al aire, se ha adsorbido O_2 y sus electrones adicionales han inducido una zona superficial desierta de carga, con un aumento de la resistividad. Si luego se expone el sensor a una atmósfera con gases reductores que reaccionan con el O_2 adsorbido, la resistividad decrece. La selectividad para gases específicos se consigue añadiendo catalizadores que favorezcan su reacción con el O_2 .

Una limitación de estos sensores es que no se pueden emplear para medidas de gases en disoluciones acuosas porque el agua y las sales difunden en el semiconductor y afectan también a su conductividad. Son además muy sensibles a la temperatura. Para concentraciones muy altas de O_2 , la resistividad empieza a disminuir, de modo que el margen de medida hay que limitarlo a concentraciones inferiores a las que producen el valor máximo de la resistencia del sensor.

Entre las ventajas que justifican su extensa utilización, hay que señalar el bajo coste de los óxidos metálicos y las técnicas para procesarlos, su alta sensibilidad, pequeño tamaño, alta fiabilidad y robustez.

El material más utilizado es el SnO_2 , sinterizado para formar pequeñas bolitas, con electrodos de oro como terminales de contacto (figura 2.27). El sensor de gas de Tagushi (TGS) es de este tipo. También se han utilizado el TiO_2 , ZnO , Fe_2O_3 , WO_3 , $MgCr_2O_4$ y Co_3O_4 . A veces el material se prepara en películas delgadas o gruesas sobre soporte cerámico. La elevada temperatura de funcionamiento se obtiene con un calefactor de platino dentro o alrededor del sensor, o impreso en el dorso de la cerámica. Esto permite además que la temperatura de trabajo sea constante, y así se elimina su efecto sobre la sensibilidad.

Gran parte del esfuerzo en estos detectores es debido al interés en monitorizar el O_2 en los gases de escape de los motores de combustión interna. Dado que la presión parcial del O_2 (y otros gases) en el tubo de escape depende de la relación aire/combustible, que se conoce como valor λ , estos sensores se denomi-

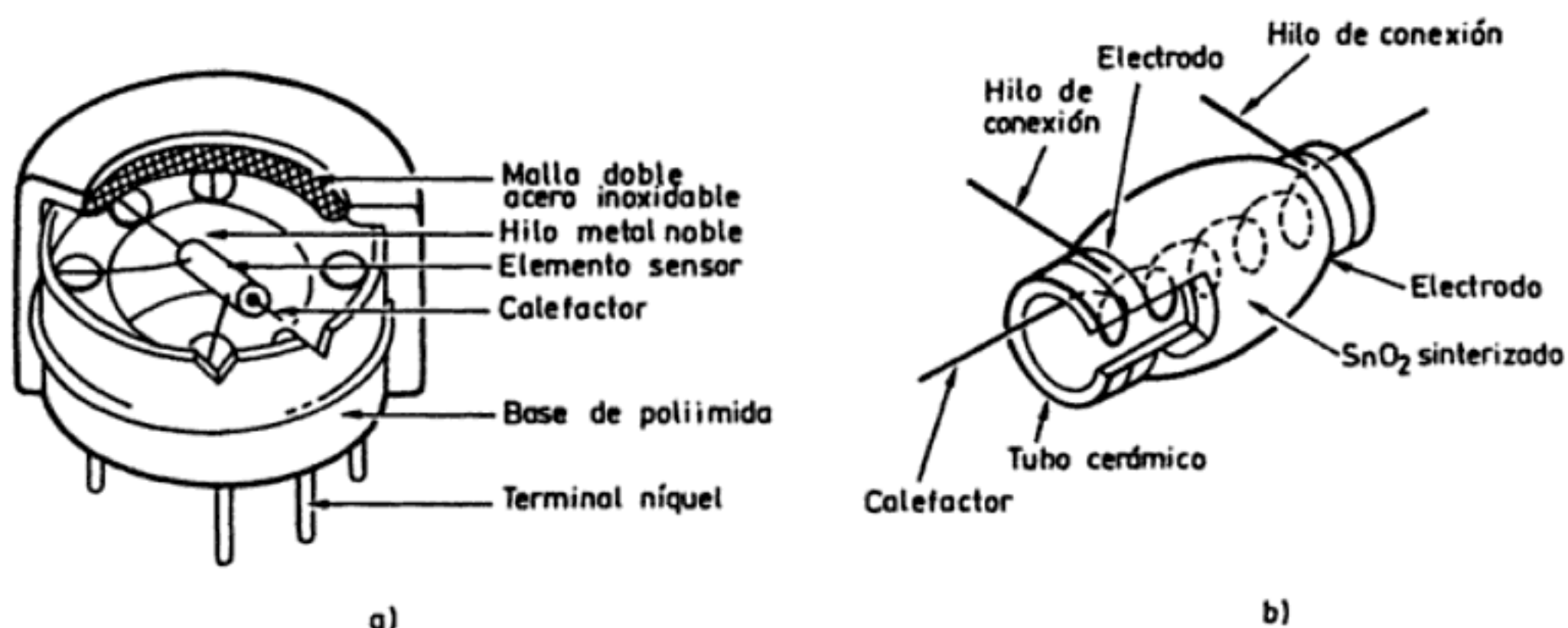


Figura 2.27 Sensor de gas de óxido de estaño (Documentación Figaro Engineering, Inc.).

nan a veces sensores de lambda. Hay también detectores para, entre otros, H_2 , CH_4 , C_4H_{10} , CO y gases de alcoholes. Se aplican a la detección de fuga de gases, de procesos de fermentación, al control del funcionamiento de la ventilación (aire acondicionado, detección de humo), alarmas contra incendio y detección de alcohol en gases espirados (pruebas de alcoholemia).

El óxido de estaño ha sido propuesto también como sensor de olor, mediante la adición de CaO [20]. El olor está asociado a ciertas moléculas, y su detección es importante en la prevención de explosiones o envenenamiento (por CO , por ejemplo); su medida es importante en el control de calidad de perfumes y fragancias, y también en el control ambiental. El sensor consiste en una pasta de SnO_2 dispuesta alrededor de un filamento de platino, y con CaO añadido. Para tener el sensor a la temperatura de trabajo de $400^\circ C$, se hace circular una corriente eléctrica por el hilo de platino. La resistencia del sensor es de unos 10Ω y, si se conecta en un puente de Wheatstone, la tensión de salida depende de la concentración X de la sustancia y de la naturaleza de ésta, de la forma

$$\Delta V = V(g) - V(a) = k_1 X^n \quad (8.2)$$

donde $V(g)$ es la salida en presencia de una mezcla de sustancia y aire, $V(a)$ es la salida en presencia de aire puro, y k_1 y n dependen de cada sustancia específica. Por otra parte, para la relación entre la intensidad Y del olor y la concentración de una sustancia, hay dos modelos distintos, el de Weber-Fechner

$$Y = k_2 \log X + b \quad (8.3a)$$

y el de Weber

$$Y = k_3 X^m \quad (8.3b)$$

donde k_2 , k_3 , m y b son constantes que dependen de la sustancia. Con estas ecuaciones se puede determinar la relación entre la tensión de salida y la intensidad del olor de cada sustancia, que es no lineal.

2.9 PROBLEMAS

1. Se dispone de un potenciómetro lineal de $1\text{ k}\Omega$ que puede disipar 2 W y se aplica a la medida de desplazamientos lineales. Si como dispositivo de lectura se utiliza un indicador galvanométrico de $20\text{ k}\Omega$, ¿cuál es la máxima tensión de alimentación que se puede aplicar para no rebasar la potencia límite?

2. Considérese un puente de Wheatstone donde el brazo 1 es una galga extensométrica de avance ($K = 2,00$) y $120\text{ }\Omega$, el brazo 4 (que está en la misma rama) es una galga similar pasiva para compensación, y los brazos 2 y 3 son resistencias fijas de $120\text{ }\Omega$. La corriente máxima admisible en las galgas es de 30 mA . Calcular:

- ¿Cuál es la tensión de alimentación —continua— máxima admisible?
- Si la galga activa está montada sobre acero ($E = 210\text{ GPa}$) y el puente se alimenta a 5 V , ¿cuál es la tensión de salida del puente para un esfuerzo de 70 kg/cm^2 ?
- Si no se utilizase la galga pasiva, ¿qué tensión de salida se produciría debido a un calentamiento de la galga activa de 38°C si la galga está cementada en el acero? ¿Qué esfuerzo ficticio representaría esta tensión? Los coeficientes respectivos de dilatación térmica para el acero y la aleación de avance son $\alpha_s = 11,7 \times 10^{-6}$ y $\alpha_t = 26,82 \times 10^{-6}\text{ cm/cm }^\circ\text{C}$. El coeficiente de temperatura de la resistencia de avance es $\alpha_R = 10,8 \times 10^{-6}\text{ }\Omega/\Omega\text{ }^\circ\text{C}$.
- Calcular el valor de una resistencia de calibración en paralelo que daría la misma salida del puente que en un esfuerzo de 700 kg/cm^2 en un elemento de acero.
- Suponiendo que mediante un muestreo para determinar el coeficiente de sensibilidad se obtiene una dispersión máxima de éste del 2% del valor central ($2,00$), ¿cuál es el error relativo que se puede producir en el caso más desfavorable considerando que las galgas 1 y 4 son del mismo lote?

3. Se pretende diseñar un sistema de pesaje mediante una plataforma de aluminio (densidad relativa 2,67) de $80 \times 180 \times 1,5\text{ cm}$, apoyada en cuatro células de carga. Las células de carga poseen como elemento sensor una pieza de sección cuadrada en la que se pueden montar galgas extensométricas, cuyos puntos de conexión pueden ser los bordes de la pieza. Ésta es de acero de densidad relativa 7,84, coeficiente de Poisson 0,3, módulo de Young 200 GPa y carga límite $20,5\text{ kg/mm}^2$. Se pide:

- Si la sensibilidad transversal de las galgas se supone nula, ¿cómo deben disponerse cuatro galgas en la pieza de sección cuadrada para que se detecten sólo los esfuerzos verticales?
- Si se dispone de una fuente de alimentación de tensión continua ajustable, ¿cuál es la sensibilidad máxima del sistema de medida (mV/kg) para cada uno de los tres tipos de galgas cuyas características se citan en la tabla siguiente?

Material galga	Constantan	Nichrome V	Silicio dopado
Designación comercial	FAP-03-12	FNB-06-12	PAL-05-120
Factor de sensibilidad	2,1	2,2	+ 110
Resistencia nominal (Ω)	120 ± 3	$120 \pm 1,5$	120 ± 12
Tolerancia en cada paquete respecto a su valor medio (%)	$\pm 1,0$	$\pm 0,5$	± 5
Longitud soporte (mm)	1,8	3,2	3,8
Anchura soporte (mm)	1,3	1,8	1,5
Fuerza t.e.m. respecto al cobre ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)	43	3,8	400
Deformación máxima ($\mu\epsilon$)	40.000	20.000	5.000
Valores límites de la alimentación	25 mA	5 mA	250 mW

- ¿Cuál es en cada uno de los tres casos el peso máximo que se puede medir?
- Si se toma una galga de un paquete de cinco y resulta tener una resistencia de $120,00\text{ }\Omega$ y no se dispone de un ajuste inicial para compensar su desigualdad, calcular el error en el caso más desfavorable, si se emplean las otras cuatro galgas para completar un puente de medida en una célula de carga.

4. Un tacómetro de alterna con devanado de excitación de cobre, de $1500\ \Omega$ (a 20°C) en continua y coeficiente de temperatura $0,004/^\circ\text{C}$ se va a aplicar en ambientes con temperaturas entre 0 y 40°C . Para compensar las variaciones de resistencia con la temperatura, se ha pensado en añadirle en serie un termistor en paralelo con una resistencia de bajo coeficiente de temperatura. Si se dispone de una gama de termistores con $B = 4000\ \text{K}$, ¿cuál debe ser el valor de la resistencia del termistor a 20°C y el de la resistencia dispuesta en paralelo?

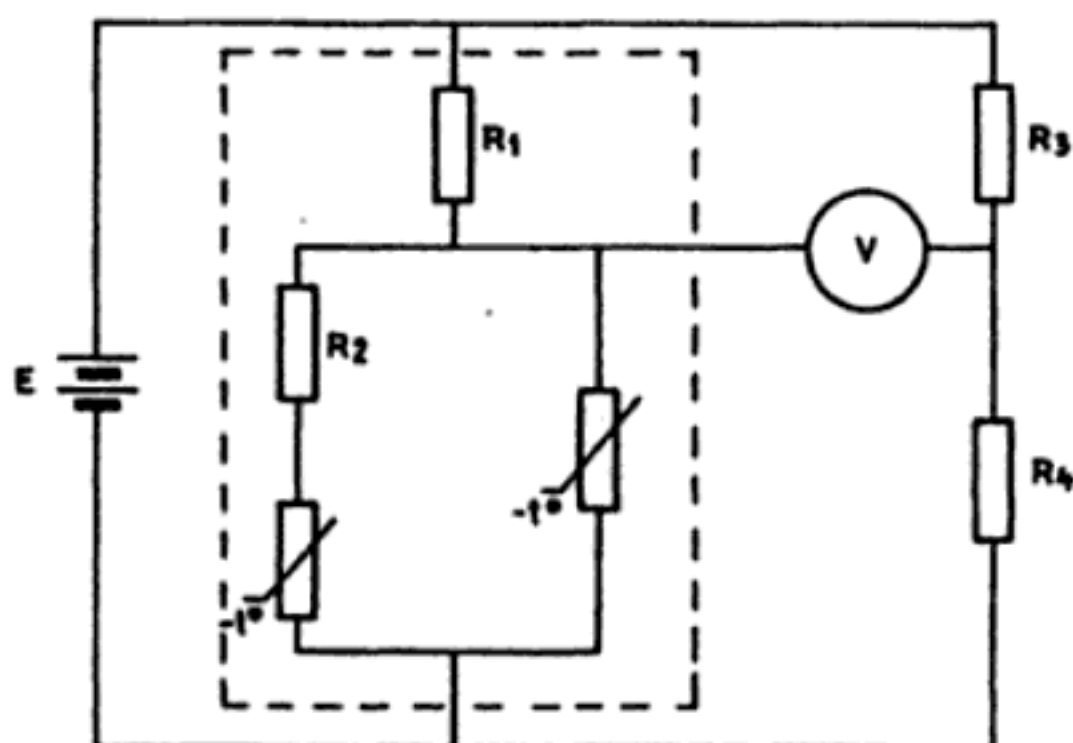


Figura P2.1.

5. Se desea registrar una temperatura en el margen de 30°C a 40°C mediante un registrador que admite una tensión de fondo de escala de $100\ \text{mV}$. Se elige para ello una sonda basada en termistores linealizados, para la que en catálogo se especifica, en el margen de -5°C a 45°C , un comportamiento lineal al conectarla como divisor de tensión, de la forma: $V_0 = (-0,0056846 \times T + 0,805858) E$, (T en grados Celsius). Se sabe además que R_1 es de $5700\ \Omega$ y que R_2 es de $12.000\ \Omega$. La sonda se coloca en un puente para tener salida nula a 30°C , y $100\ \text{mV}$ a 40°C tal como se indica en la figura P2.1. Se pide:

- Si el registrador se considera ideal, ¿qué condición deben cumplir R_3 y R_4 ?
- Si la impedancia de entrada del registrador se considera finita, ¿qué condición adicional deben cumplir R_3 y R_4 ?

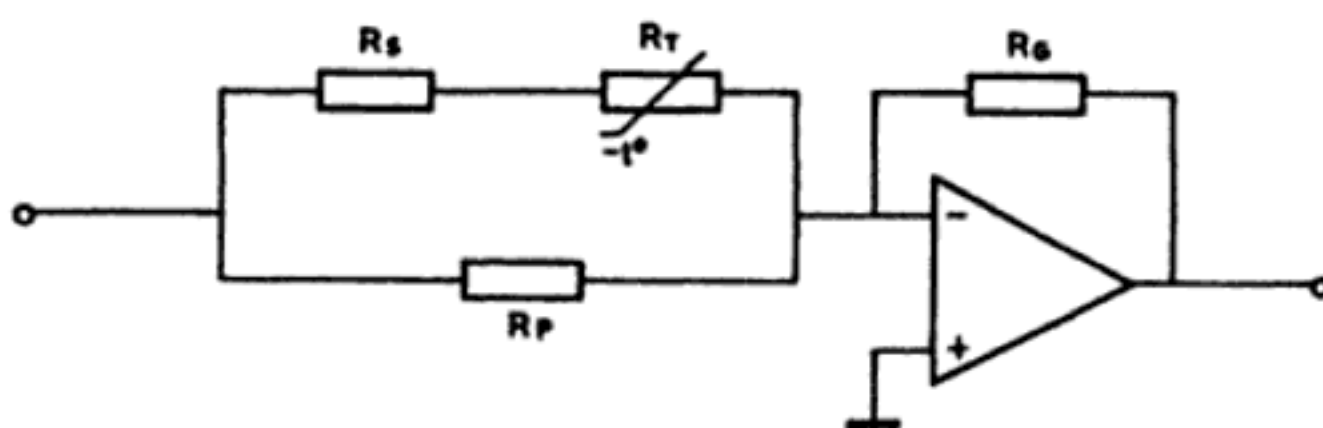


Figura P2.2.

6. El amplificador de continua de la figura P2.2 presenta un aumento de ganancia cuando aumenta la temperatura. El termistor tiene una resistencia de $30\ \text{k}\Omega$ a 20°C y $B = 4000\ \text{K}$ en el margen de temperaturas de interés. Si se desea que a 15 , 25 y 35°C la ganancia sea, respectivamente, $0,9$, 1 y $1,1$, ¿cuál debe ser el valor de las resistencias R_S , R_P y R_G ?

7. Se dispone de un sensor con salida unipolar y una sensibilidad que crece con la temperatura a razón de $\alpha\%/^\circ\text{C}$. Para obtener una tensión de salida constante con la temperatura, se piensa utilizar el esquema de la figura P2.3, que incorpora un termistor de $B = 3500\ \text{K}$ y resistencia $10\ \text{k}\Omega$ a 25°C . Tanto el sensor como el termistor están sometidos a una temperatura ambiente que fluctúa alrededor de los 20°C . Considerando que los amplificadores operacionales fueran ideales, diseñar el circuito para que la

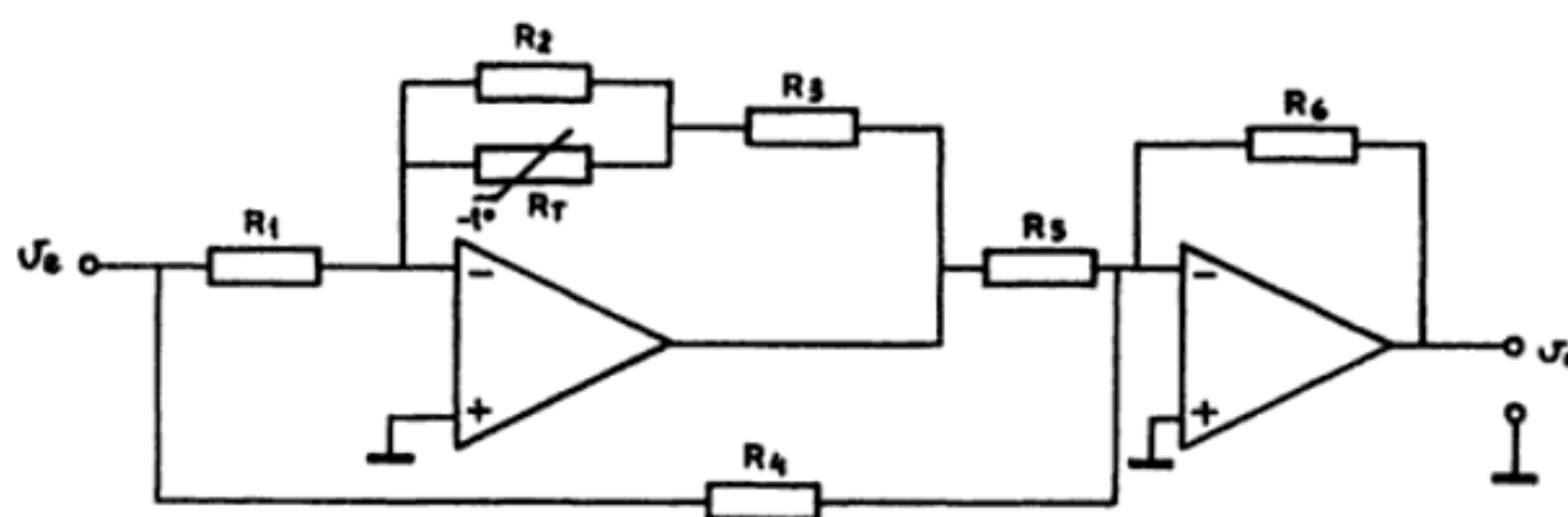


Figura P2.3.

ganancia sea de 1000 a 20°C y compense los cambios de sensibilidad del sensor. Si el termistor tiene una constante de disipación de 1 mW/K, ¿qué restricción impone este parámetro?

8. Para linealizar la respuesta de un termistor que se puede modelar de la forma $R(T) = A \exp [B/T]$, se ha pensado en el circuito de la figura P2.4, donde tanto el amplificador operacional como el logarítmico se consideran ideales.

- Si el criterio de linealización impuesto es que la derivada segunda de la tensión de salida sea nula, ¿cuál es la expresión del valor que debe tener la resistencia R ?
- Si como respuesta final se toma una recta que pase por el centro del margen de medida y que tenga una pendiente igual a la de la curva real, ¿cuál es entonces el máximo error relativo que se comete al interpretar la tensión de salida de acuerdo con esta recta, cuando se mide entre -20°C y +220°C con un termistor de $B = 3000$ K que presenta una resistencia de 25 kΩ a 25°C?

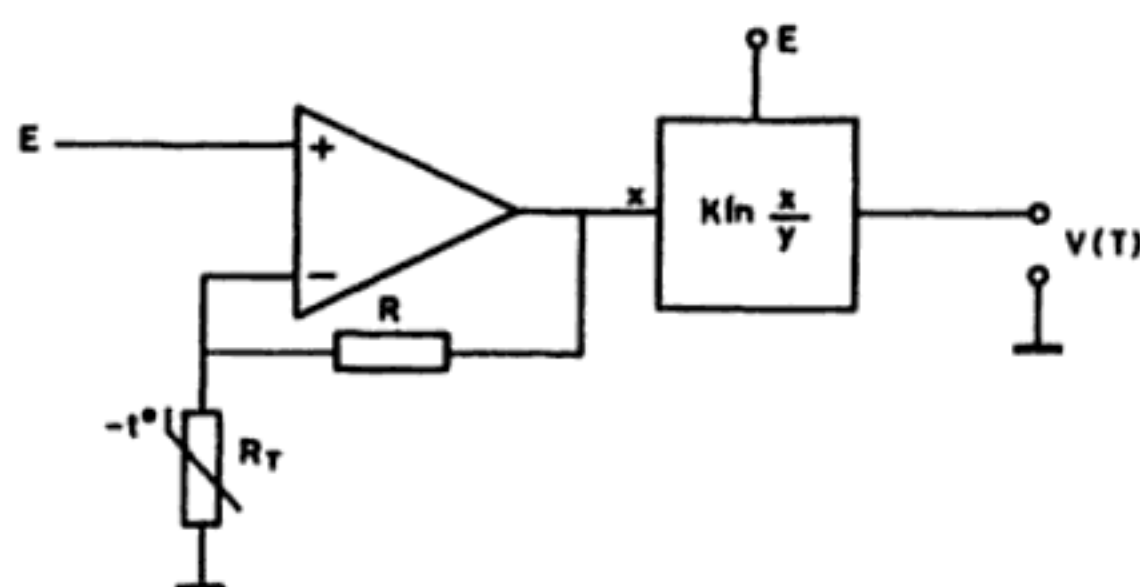


Figura P2.4.

2.10 REFERENCIAS

- [1] C. D. Todd (Bourns Inc.). The potentiometer handbook. Nueva York: McGraw-Hill, 1975.
- [2] Semiconductor strain gage handbook. BLH Electronics, 1973.
- [3] Practical strain gage measurements. Hewlett-Packard, Application Note 290-1, 1981.
- [4] D. Patranabis y D. Ghosh. A novel software-based transducer linearizer. IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 38, 1989, págs. 1122-1126.
- [5] V. A. Sandborn. Resistance temperature transducers. Fort Collins (U.S.A.): Metrology Press, 1972.
- [6] E. D. Maclen. Thermistors. Ayr (U.K.): Electrochemical Publications Limited, 1979.
- [7] Thermistor catalog. Fenwal Electronics, Framingham, MA.
- [8] W. Kwiatkowski y S. Tumanski. The permalloy magnetoresistive sensors-properties and applications. J. Phys. E.: Sci. Instrum., vol. 19, págs. 502-515, 1986.
- [9] A. Petersen. The magnetoresistive sensor—a sensitive device for detecting magnetic field variations. Electronic Components and Applications, vol. 8, núm. 4, págs. 222-239, 1983.

5.2.4 Ejercicios desarrollados

- [10] A. Chappel. Optoelectronics theory and practice. Bedford (U.K.): Texas Instruments Limited, 1982.
- [11] S. Demurie y G. De Mey. Design of custom potentiometers. IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 38, 1989, págs. 745-747.
- [12] D.A. Gorham y G. Pickthorne. Light sensitivity of silicon strain gages. J. Phys. E: Sci. Instrum., vol. 22, 1989, págs. 1023-1025.
- [13] J. M. Diamond. Linear composite resistance thermometers. IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 38, 1989, págs. 759-762.
- [14] Y. Kanda. Piezoresistance effect in silicon. Sensors and Actuators A, vol. 28, 1991, págs. 83-91.
- [15] D. Meglan, N. Berme y W. Zuelzer. On the construction, circuitry and properties of liquid metal strain gages. J. Biomechanics, vol. 21, núm. 8, 1988, págs. 681-685.
- [16] Organisation Internationale de Métrologie Légale. Caractéristiques de performance des extensomètres métalliques à résistance. Recomandation Internationale n.º 62. París: Bureau Internationale de Métrologie Légale, 1985.
- [17] M. Acrivlellis. Determination of the magnitudes and signs of flow parameters by hot-wire anemometry. Part I: Measurements using hot-wire X probes. Part II: Measurements using a triple hot-wire probe. Rev. Sci. Instrum., vol. 60, núm. 7, 1989, págs. 1275-1280 y 1281-1285.
- [18] H. J. Hoge. Useful procedure in least squares and tests of some equations for thermistors. Rev. Sci. Instrum., vol. 59, núm. 6, 1988, págs. 975-979.
- [19] P. T. Moseley. Materials selection for semiconductor gas sensors. Sensors and Actuators B, vol. 6, 1992, págs. 149-156.
- [20] K. Fukui. Detection and measurement of odor by sintered tin oxide gas sensor. Sensors and Actuators B, vol. 5, 1991, págs. 27-32.

Capítulo 3

Acondicionadores de señal para sensores resistivos

La flexibilidad en el diseño de los acondicionadores de señal para sensores de resistencia variable, junto con la abundancia de mecanismos que pueden modificar la resistencia eléctrica de un material, hacen que dicho grupo de sensores sea el más numeroso.

En este capítulo se describe cómo, a partir de variaciones de resistencia en respuesta a una magnitud medida, se pueden obtener tensiones en un margen útil para los convertidores analógico-digitales o para instrumentos de medida de magnitudes eléctricas. Se expondrá también cómo en el acondicionamiento de señal en esta etapa inmediata al sensor se pueden compensar interferencias y linealizar la respuesta.

La simplicidad de alguno de los sensores considerados los hace idóneos para aplicarles el análisis de errores y para considerar aspectos en el diseño de los circuitos que son comunes a los acondicionadores para sensores más complejos. Por esta razón, varios de estos temas son introducidos aquí.

El desarrollo del capítulo se hace de acuerdo con la magnitud de las variaciones de resistencia esperadas. Así, después de una breve revisión de los métodos de medida de resistencia, se analizan los circuitos para potenciómetros, luego para termistores, y después para RTD y galgas extensométricas. Los otros sensores de resistencia variable no reciben una consideración particular. La posibilidad de incorporar sensores resistivos en osciladores variables se expone en el capítulo 10.

3.1 MEDIDA DE RESISTENCIAS

El comportamiento general de un sensor basado en una variación de resistencia x en respuesta a una variable a medir, se puede expresar como $R = R_0 f(x)$, con $f(0) = 1$. Para el caso en que la relación sea lineal se tiene

$$R = R_0 (1 + x) \quad (1.1)$$

El margen de variación de x cambia mucho según el tipo de sensor y, por supuesto, según el margen de variación de la magnitud a medir. A efectos prácticos puede acotarse entre 0 a -1 para el caso de los potenciómetros lineales de cursor deslizante, como margen con valores máximos más altos, y 10^{-5} a 10^{-2} para las galgas extensométricas, como margen con valores máximos más pequeños. Las RTD y termistores (que no sean para conmutación) presentan valores de x intermedios.

Cualquiera que sea el circuito de medida, hay dos consideraciones con validez general para todos los sensores resistivos. En primer lugar, todos ellos necesitan una alimentación eléctrica para poder obtener una señal de salida, pues la variación de resistencia en sí no genera señal alguna. En segundo lugar, la magnitud de esta alimentación, que influye directamente en la de la señal de salida, viene limitada por el posible autocalentamiento del sensor, ya que una variación de su temperatura influye también en su resistencia.

Hay además otras consideraciones particulares para diversos sensores. Puede interesar, por ejemplo, la linealización de un termistor, o la compensación de perturbaciones en galgas extensométricas, o simplemente una configuración que aumente la sensibilidad empleando varios sensores.

Para la medida de resistencias se dispone de diversos métodos, clasificados en métodos de deflexión y métodos de comparación. En los primeros se mide la caída de tensión en bornes de la resistencia a medir, o la corriente a su través, o ambas cosas a la vez. Los segundos se basan en los puentes de medida.

El método de deflexión más simple consiste en alimentar al resistor con una fuente de tensión o corriente constantes, y medir la corriente a través del circuito o la caída de tensión en el resistor, tal como se hace en los multímetros analógicos y digitales, respectivamente. La aplicación de esta técnica a los sensores resistivos viene limitada por el hecho de que el valor máximo del cambio a medir [x en (1.1)] puede ser incluso de sólo el 1%, y ello supone tener que medir cambios de corriente o de tensión muy pequeños, superpuestos a valores estacionarios muy altos (correspondientes a $x = 0$).

Este método se podría aplicar, en principio, cuando x fuera grande (potenciómetros y termistores). Pero los potenciómetros son dispositivos con tres terminales y, por tanto, requieren otro tipo de circuito o unir dos de sus terminales, lo que no siempre es recomendable y, por su parte, los termistores necesitan normalmente linealización. En consecuencia, es un método poco habitual, aunque de aplicación simple si es suficiente para la finalidad pretendida (figura 2.19a).

Este método se utiliza, por ejemplo, cuando se dispone de fuentes de corriente y de algún circuito para eliminar el valor estacionario de la caída de tensión en el sensor. En la figura 3.1a se muestra la aplicación de una fuente de corriente doble (REF 200, Burr-Brown) a una RTD. Si las dos fuentes son iguales,

$$V_m = I(R_T - R_z) \quad (1.2)$$

de manera que la salida es nula cuando $R_T = R_z$. Obsérvese que, con la disposición indicada, la resistencia de posibles hilos de conexión largos no afecta a la medida siempre y cuando $R_{h1} = R_{h2}$. Los AD7711 y AD7713 (Analog Devices) son conver-

tidores A/D que incluyen dos fuentes de corriente que permiten aplicar este método de medida.

En la figura 3.1b se emplea una sola fuente de corriente y el nivel cero de salida se ajusta mediante una resistencia. Si el AO se supone ideal tendremos

$$V_s = \frac{V_2 - V_1}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) R_x - V_1 \frac{R_2}{R_1} \quad (1.3)$$

donde $R_1 = R_{1a} \parallel R_{1b} \parallel R_{1c} \parallel R_{1d}$, y

$$V_1 = V \frac{R_{1b}}{R_{1a} + R_{1b}} \quad (1.4a)$$

$$V_2 = V \frac{R_{1c}}{R_{1c} + R_{1d}} \quad (1.4b)$$

V_s es proporcional a R_x y ajustando el nivel de V_1 podemos tener $V_s = 0$ en (1.3) para el valor deseado de R_x .

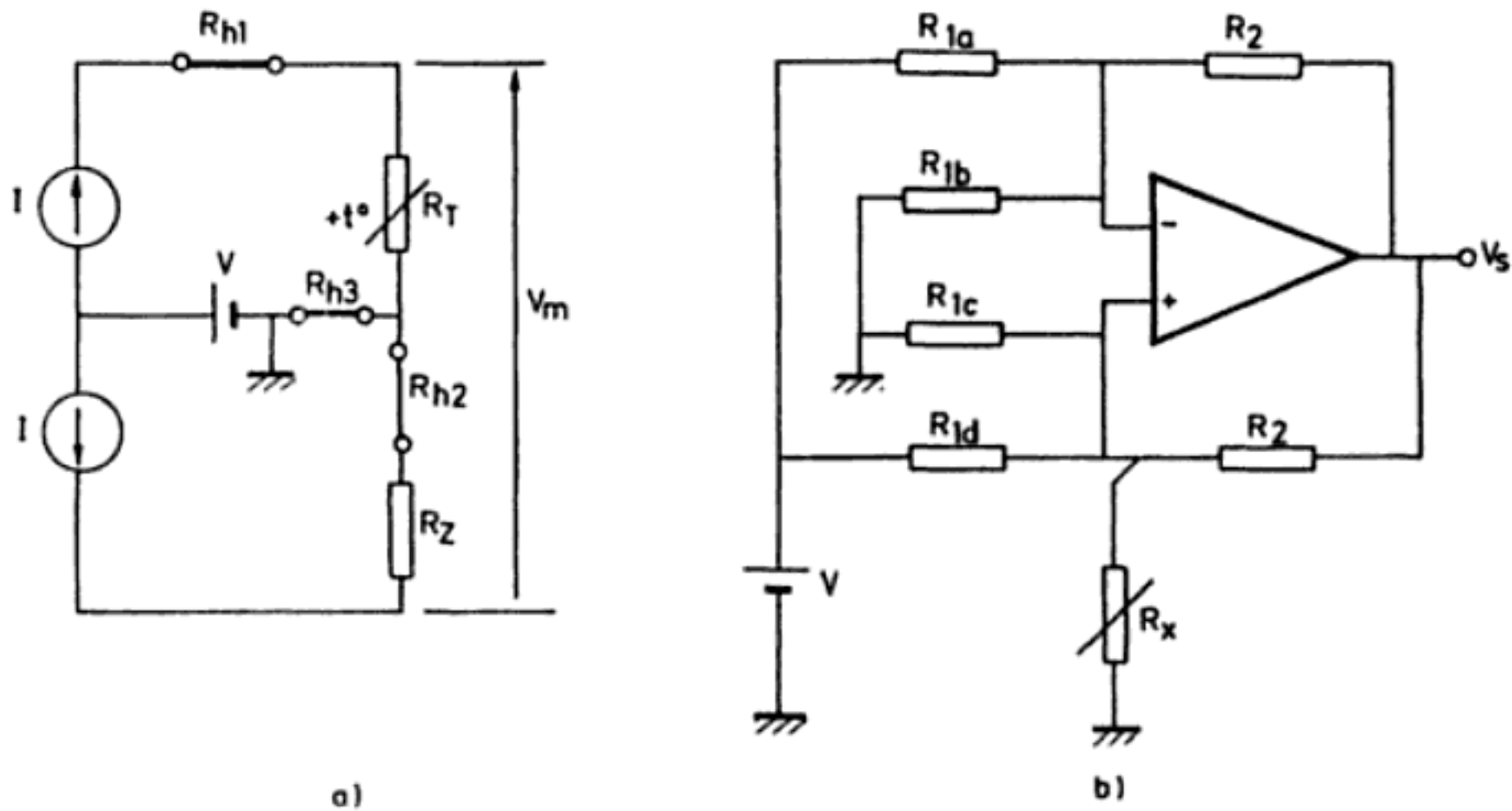


Figura 3.1 Medida de sensores resistivos mediante inyección de corriente con ajuste del nivel de cero. a) Empleando una fuente de corriente doble. b) Con una sola fuente de corriente y ajuste de tensión (con una resistencia) (Documentación Burr-Brown).

Otro método de deflexión es el de la doble lectura (figura 3.2a). Consiste en disponer, en serie con el resistor desconocido, uno de valor conocido y estable, y medir sucesivamente la caída de tensión en este resistor y en el desconocido, haciendo luego el cociente de ambas lecturas. La primera lectura dará

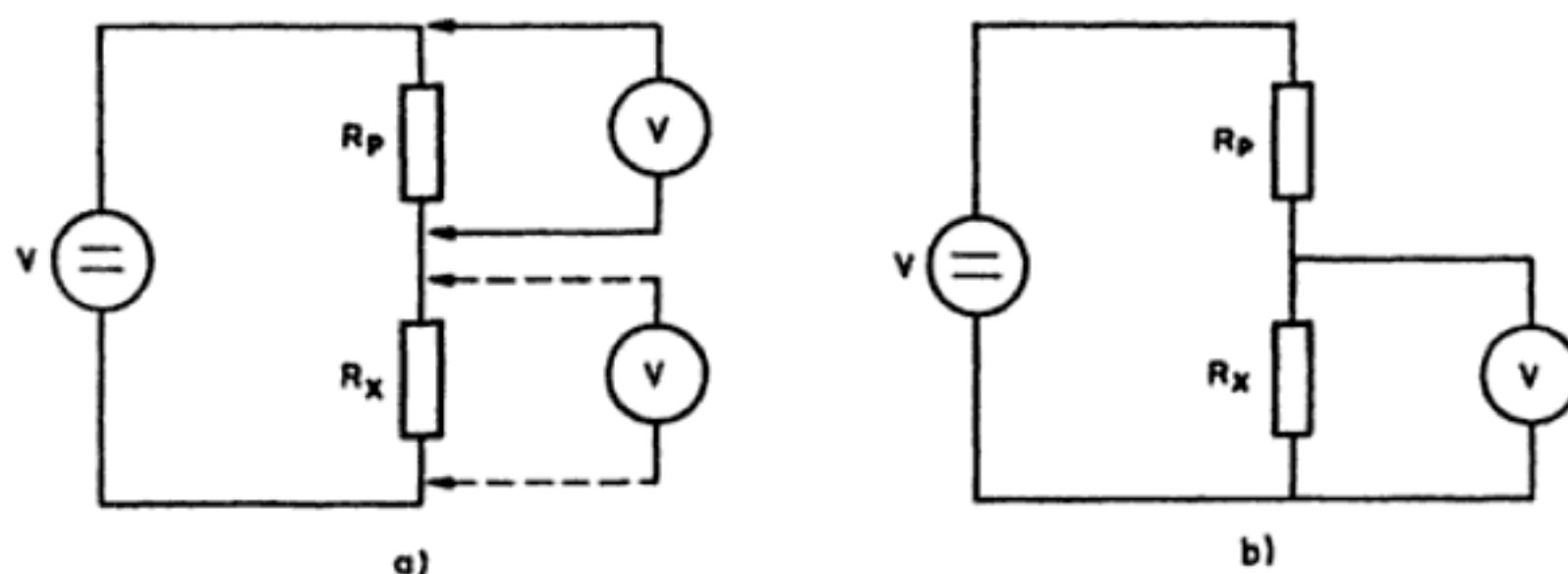


Figura 3.2 Métodos de deflexión para medida de resistencias. a) Método de la doble lectura: primero se mide la caída de tensión en una resistencia conocida y luego en la desconocida. b) Método del divisor de tensión: si una de las dos resistencias es bien conocida, basta una medida con el voltímetro para deducir el valor de la resistencia desconocida.

$$V_p = \frac{V}{R_p + R_x} R_p \quad (1.5a)$$

En la segunda lectura se obtendrá

$$V_x = \frac{V}{R_p + R_x} R_x \quad (1.5b)$$

Si se dividen estas dos lecturas, se puede calcular R_x mediante la relación

$$R_x = R_p \frac{V_x}{V_p} \quad (1.6)$$

Si R_p y R_x tienen un valor similar, el error del voltímetro en ambas medidas será prácticamente igual, cancelándose parcialmente al hacer el cociente de las lecturas. La necesidad de hacer dos lecturas hace que este método sea inapropiado para sensores por el inconveniente de la conmutación cuando la medida deba ser rápida o deba obtenerse una señal eléctrica a la salida, ya que entonces no es posible el cálculo manual. Esta técnica se puede automatizar, pero entonces pierde el atractivo de su simplicidad.

La utilización de un divisor de tensión es una técnica empleada para medir resistores de valor elevado. Así, con referencia a la figura 3.2b, suponiendo que la resistencia de entrada del voltímetro es mucho mayor que R_x , se tiene

$$V_x = \frac{V}{R_p + R_x} R_x \quad (1.7a)$$

y de ahí se puede deducir el valor de la resistencia desconocida,

$$R_x = \frac{V_x}{V - V_x} R_p \quad (1.7b)$$

La aplicación de esta técnica a sensores de resistencia variable es frecuente, pero no precisamente porque se trate de resistencias de valor elevado, sino porque al no ser lineal la relación entre V_x y R_x puede aplicarse a la linealización de termistores y, además, prescindiendo de la resistencia patrón R_p , sirve también para los potenciómetros.

Si se realizan medidas estáticas con el divisor de tensión y las variaciones porcentuales de resistencia son pequeñas, las variaciones correspondientes en la tensión de salida son muy pequeñas en comparación con la tensión obtenida en reposo. Esto significa en la práctica que cualquier error cometido al medir la tensión $V_{s0} + V_s$, siendo V_{s0} la salida obtenida en reposo ($x = 0$), se traduce en un error porcentual enorme respecto a V_s .

Dado que siempre es más fácil medir tensiones pequeñas que tener una gran resolución en la medida de tensiones grandes, el método empleado para medir cambios de resistencia pequeños consiste en disponer otro divisor de tensión en paralelo con aquel donde está incorporado el sensor. Si se diseña además de forma que en reposo ambos divisores den la misma tensión, basta medir la diferencia entre las salidas de ambos para obtener una señal debida sólo al cambio en la variable medida. Esta estructura se conoce como puente de Wheatstone.

Además de esta propiedad fundamental, el puente de Wheatstone permite aumentar a veces la sensibilidad de las medidas a base de disponer varios sensores en los brazos adecuados, así como cancelar determinados tipos de interferencias.

Aunque este método de medida es propiamente un método de comparación, en el sentido de que se compara la tensión de un divisor resistivo con la de otro que incorpora la resistencia a medir, la salida del puente se puede medir por comparación o por deflexión. En el primer caso se ajusta una resistencia conocida hasta que la tensión en ambos divisores es la misma. En el segundo, se mide la tensión o corriente resultante del desequilibrio entre ambos divisores cuando varía la resistencia sensible a la magnitud que se detecta.

3.2 DIVISORES DE TENSIÓN

3.2.1 Potenciómetros

El acondicionador más simple para un potenciómetro de resistencia nominal R_n , cuyo cursor se desliza o gira accionado por un dispositivo cuyo movimiento lineal o angular se desea medir, es el de la figura 3.3a. El circuito eléctrico equivalente, considerando que el dispositivo de medida tiene una resistencia de entrada finita, R_m , es el de la figura 3.3b, donde V_s y R_s son la tensión en circuito abierto y la resistencia de salida. Del análisis de ambas figuras se deducen las siguientes relaciones

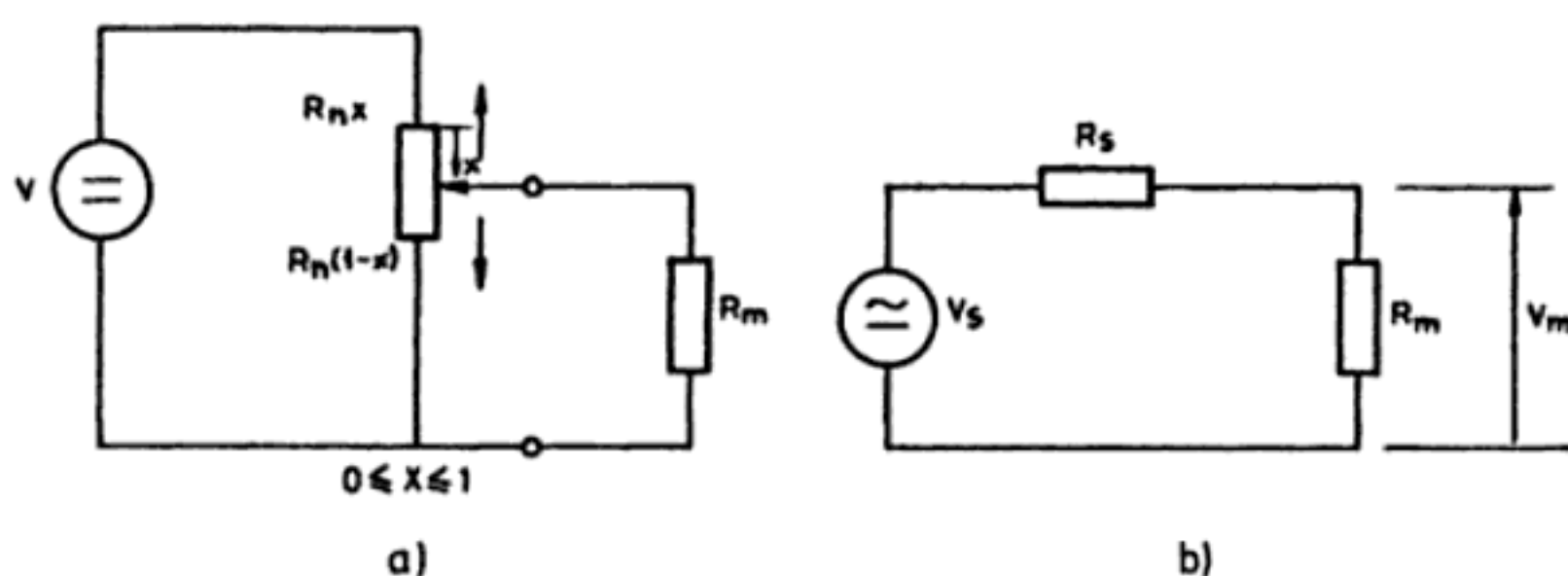


Figura 3.3 Acondicionamiento de la señal de un potenciómetro como sensor de desplazamiento: a) esquema; b) circuito equivalente.

$$V_s = V(1 - x) \quad (2.1)$$

$$R_s = R_n x (1 - x) \quad (2.2)$$

$$V_m = \frac{V(1 - x)}{R_n x (1 - x) + R_m} R_m = \frac{V \alpha}{\frac{\alpha(1 - \alpha)}{k} + 1} \quad (2.3)$$

donde $k = R_m/R_n$ y $\alpha = 1 - x$. En (2.3) puede observarse que la relación entre la tensión medida y el desplazamiento del cursor sólo es lineal cuando k es muy elevada. Es decir, la resistencia de entrada del voltímetro debe exceder con creces a la del potenciómetro. En la figura 3.4 se muestra cómo la tensión medida se aparta de la tensión de salida en circuito abierto, tanto más cuanto menor sea k .

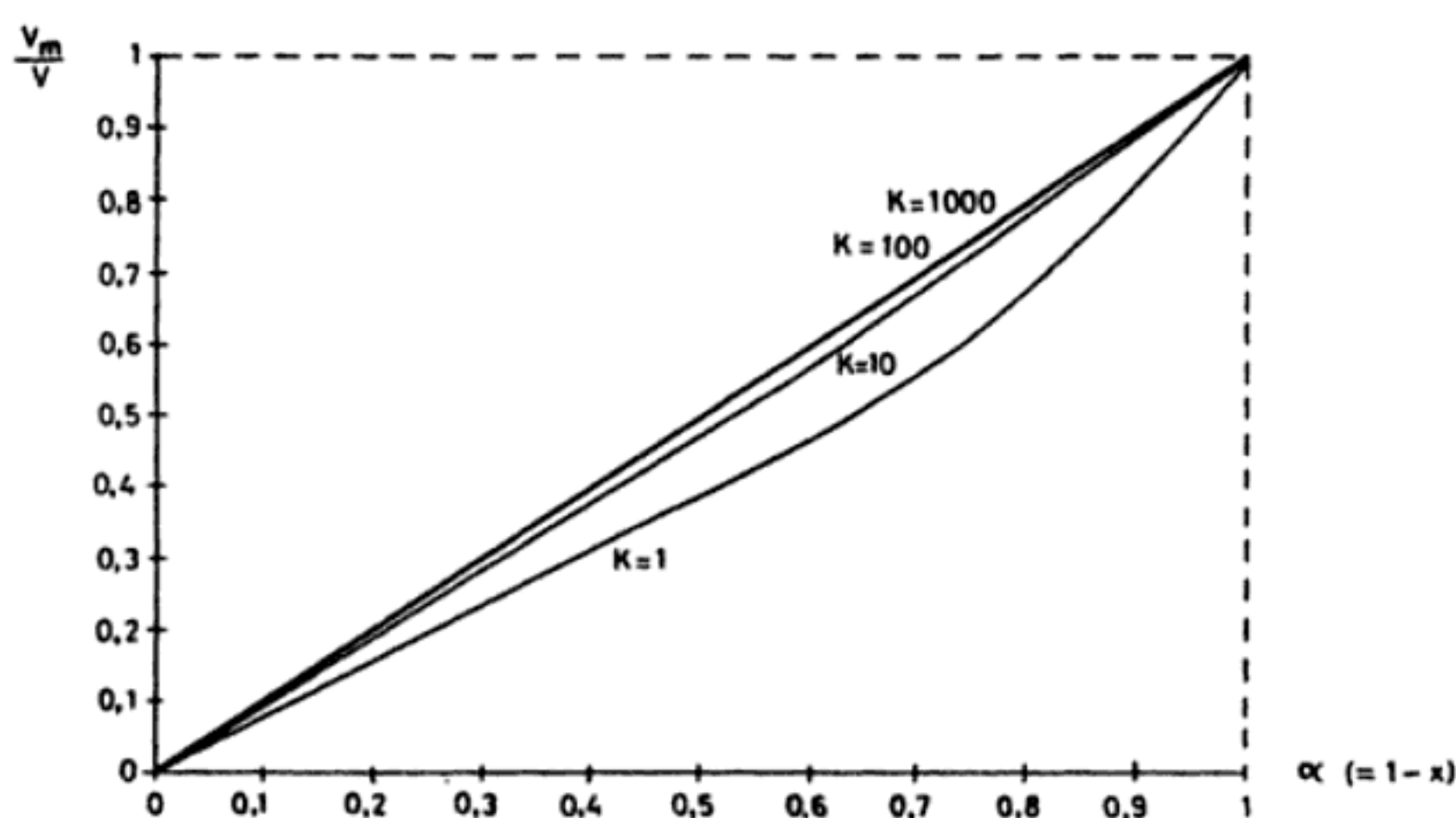


Figura 3.4 Variación de la tensión entre el contacto móvil y el contacto fijo de un potenciómetro en función de la posición del cursor, para distintos valores de k (relación entre la resistencia del instrumento de medida y la nominal del potenciómetro).

Dada la simplicidad de (2.3) y su significado, es interesante emplear este caso como ejemplo para el cálculo de errores cuando la respuesta real difiere apreciablemente de la ideal.

Si V_m se interpreta como proporcional a x , el error cometido es mínimo (nulo) en los puntos extremos del recorrido. En los puntos intermedios, el error relativo es, lógicamente, función de k , y se calcula mediante la expresión

$$\varepsilon = \frac{V_m - V_s}{V_s} = \frac{-x(1-x)}{k + x(1-x)} \quad (2.4)$$

El punto en que ε es máximo se puede conocer viendo cuándo se anula la primera derivada

$$\frac{d\varepsilon}{dx} = 0 \quad (2.5)$$

A partir de (2.4) se obtiene que la condición anterior se cumple cuando

$$1 - 2x = 0 \quad (2.6)$$

es decir, para $x = 0,5$, que es el punto central del margen de medida. El valor del error relativo en dicha posición se obtiene sustituyendo $x = 0,5$ en (2.4), y da

$$\varepsilon_{max} = \frac{-0,25}{k + 0,25} \quad (2.7)$$

expresión que muestra la dependencia del error relativo máximo con k . Dado que

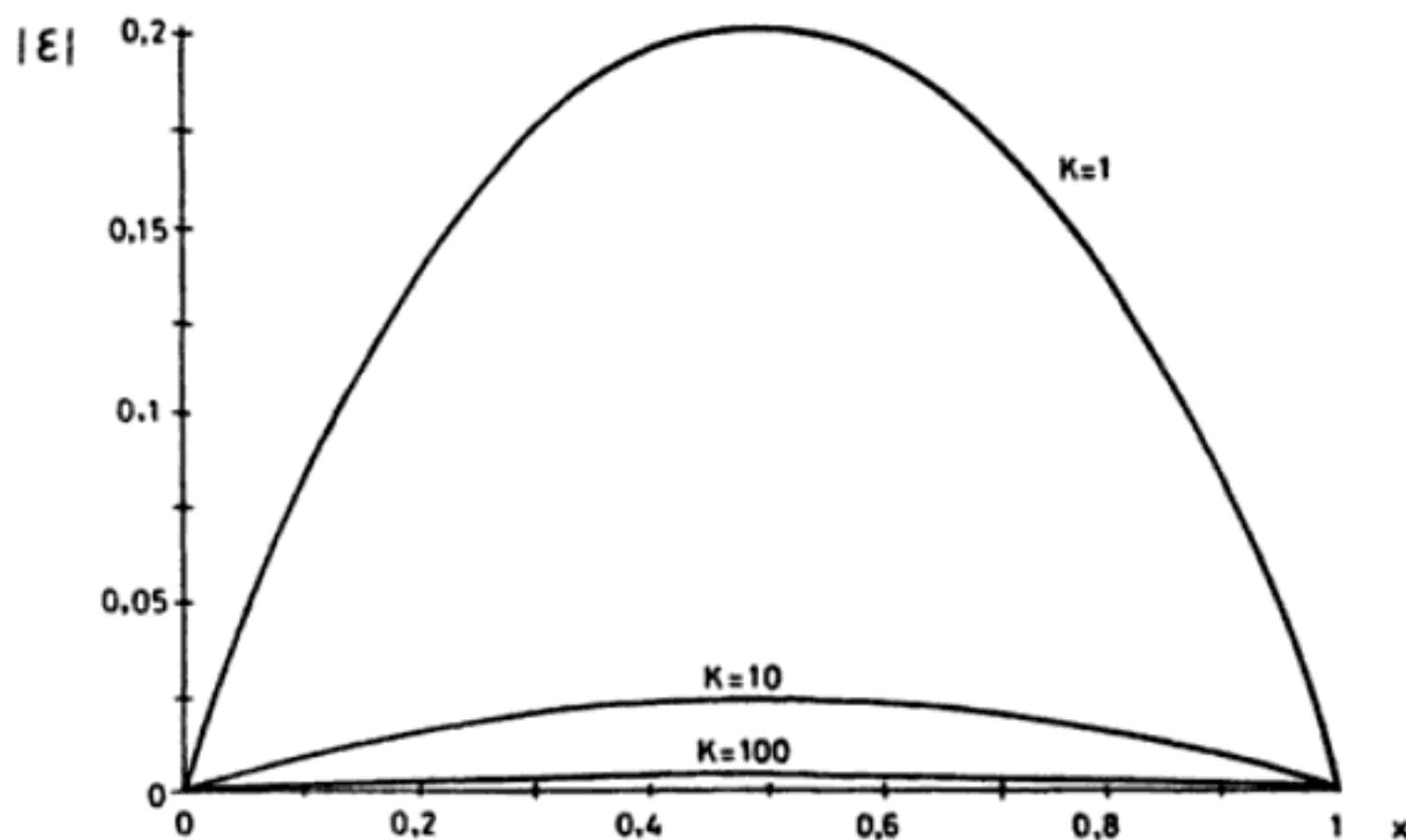


Figura 3.5 Variación del error relativo en el circuito de la figura 3.3a, en función de la posición del cursor y del factor k (expresión 2.4).

en (2.4) se puede intercambiar x por $1 - x$, el error relativo es simétrico alrededor de la posición central. Su variación con k y x se presenta en la figura 3.5.

Es importante observar que, dado que el error relativo mínimo corresponde a $\varepsilon = 0$, para ver si $x = 0,5$ es un máximo o un mínimo no hace falta acudir a la derivada segunda pues, según (2.4), ε no se anula en dicha posición.

El error absoluto, e , puede estudiarse de forma análoga, obteniéndose, si se refiere al fondo de escala,

$$e = \frac{V_m - V_s}{V} = \frac{-x(1-x)^2}{k + x(1-x)} \quad (2.8)$$

Resulta, pues, que a diferencia del error relativo, expresión (2.4), el error absoluto no es simétrico respecto a la posición central del cursor. En la figura 3.6 puede verse cómo evoluciona este error con la posición para distintos valores de k .

Para encontrar en qué posición es máximo el error absoluto, hay que hacer $de/dx = 0$. Se obtiene una ecuación de tercer grado con una raíz real que depende del valor de k . Si $k > 10$, dicha raíz está en $x = 0,33$ ($\alpha = 0,67$) [1], y el error máximo es

$$e_{max} \approx \frac{0,15}{k} \quad (2.9)$$

Una forma simple de reducir el error por carga, sin necesidad de emplear un dispositivo de medida con mayor resistencia de entrada, consiste en disponer una resistencia igual a R_m en la otra parte del potenciómetro, tal como se representa en la figura 3.7 [2]. La tensión medida es ahora

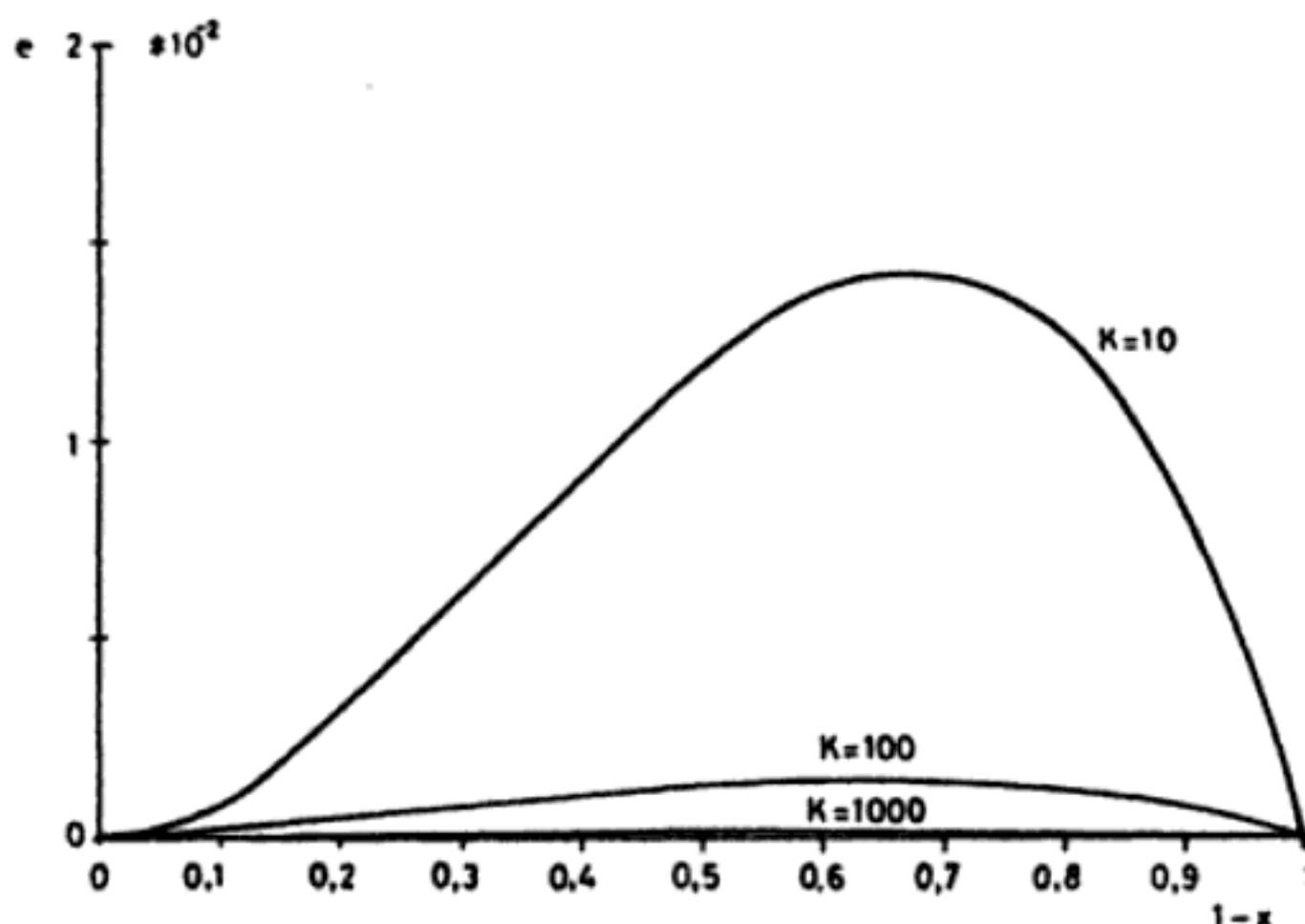


Figura 3.6 Variación del error absoluto en el circuito de la figura 3.3a, en función de la posición del cursor y del factor k (expresión 2.8).

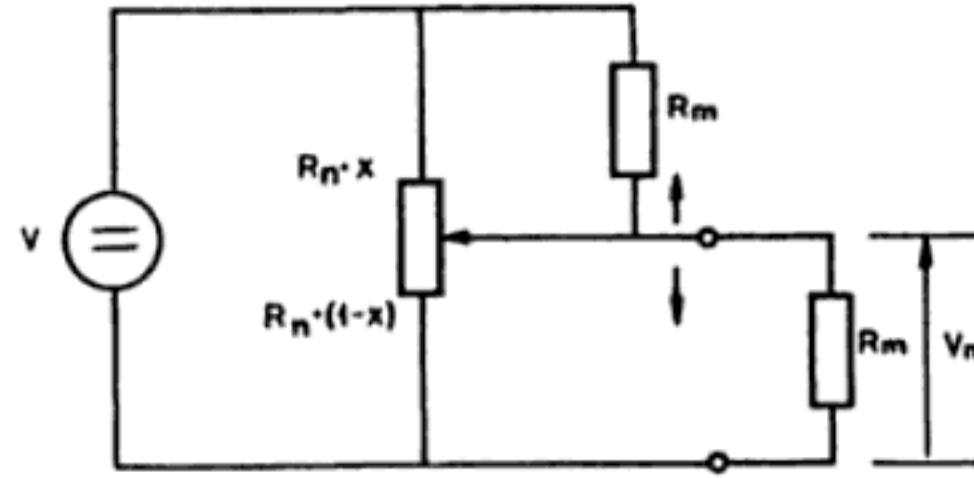


Figura 3.7 Circuito para corregir la no linealidad debida a la carga al medir con un potenciómetro.

$$V_m = V \frac{(1-x)(k+x)}{2x(1-x)+k} \quad (2.10)$$

donde puede comprobarse que el efecto de la resistencia añadida es hacer $V_m = V/2$ en la posición central ($x = 0,5$) y, por tanto, es nulo el error en este punto.

La expresión general del error absoluto es, en este caso,

$$e = \frac{x(1-x)(2x-1)}{2x(1-x)+k} \quad (2.11)$$

y su evolución con x se muestra en la figura 3.8 para el caso $k = 10$ (curva z), comparada con la de la expresión (2.8) (curva y) y la expresión (2.15) (curva s), para el mismo valor de k . Esta última expresión corresponde al caso de emplear alimentación simétrica (descrita al final de este apartado).

La forma de las curvas de la figura 3.8 sugiere una aplicación del circuito de la figura 3.9 al ajuste fino de la tensión V_s alrededor de un valor determinado, a pe-

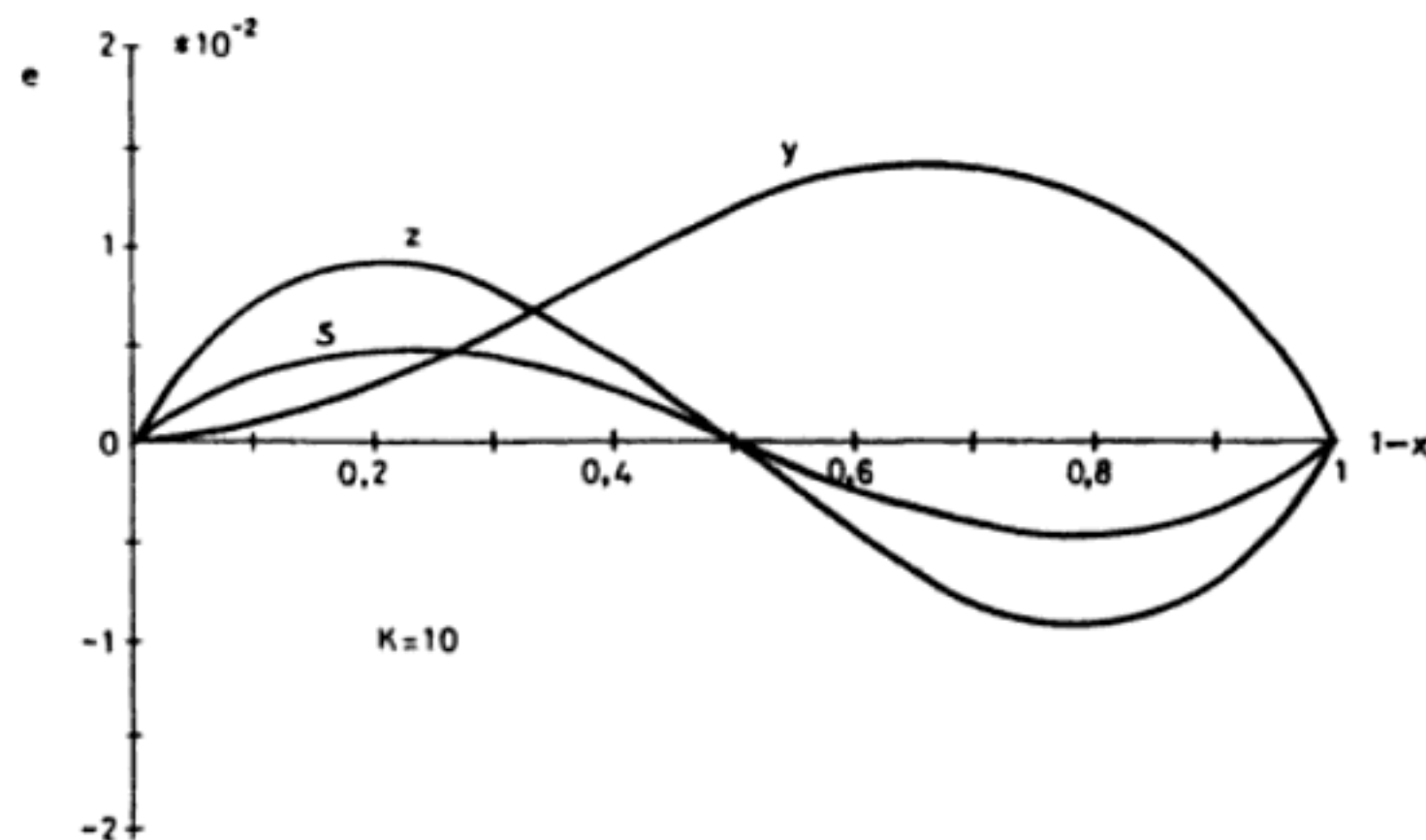


Figura 3.8 Evolución del error absoluto referido al fondo de escala para los circuitos de las figuras 3.3a (curva y), 3.7 (curva z) y 3.12 (curva s).

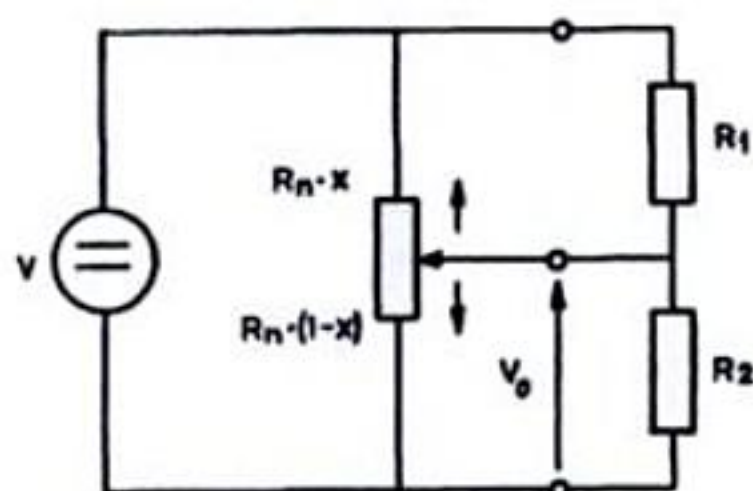


Figura 3.9 Circuito para el ajuste fino de una tensión V_0 alrededor de un punto determinado.

sar de que los desplazamientos del cursor del potenciómetro sean grandes. Para ello hay que elegir R_1 y R_2 adecuadamente [2].

Ejemplo. Determinar R_1 y R_2 en la figura 3.9 para que una variación en la posición del cursor en $\pm 15\%$ del recorrido, alrededor de la posición correspondiente a $3/4$ del fondo de escala, suponga un cambio de la tensión de salida de sólo un 10% respecto a la tensión de fondo de escala.

Introduciendo los parámetros $a = R_n/R_1$ y $b = R_n/R_2$, la tensión de salida se puede expresar como

$$V_0 = V \frac{(1-x)(ax+1)}{1+x(1-x)(a+b)}$$

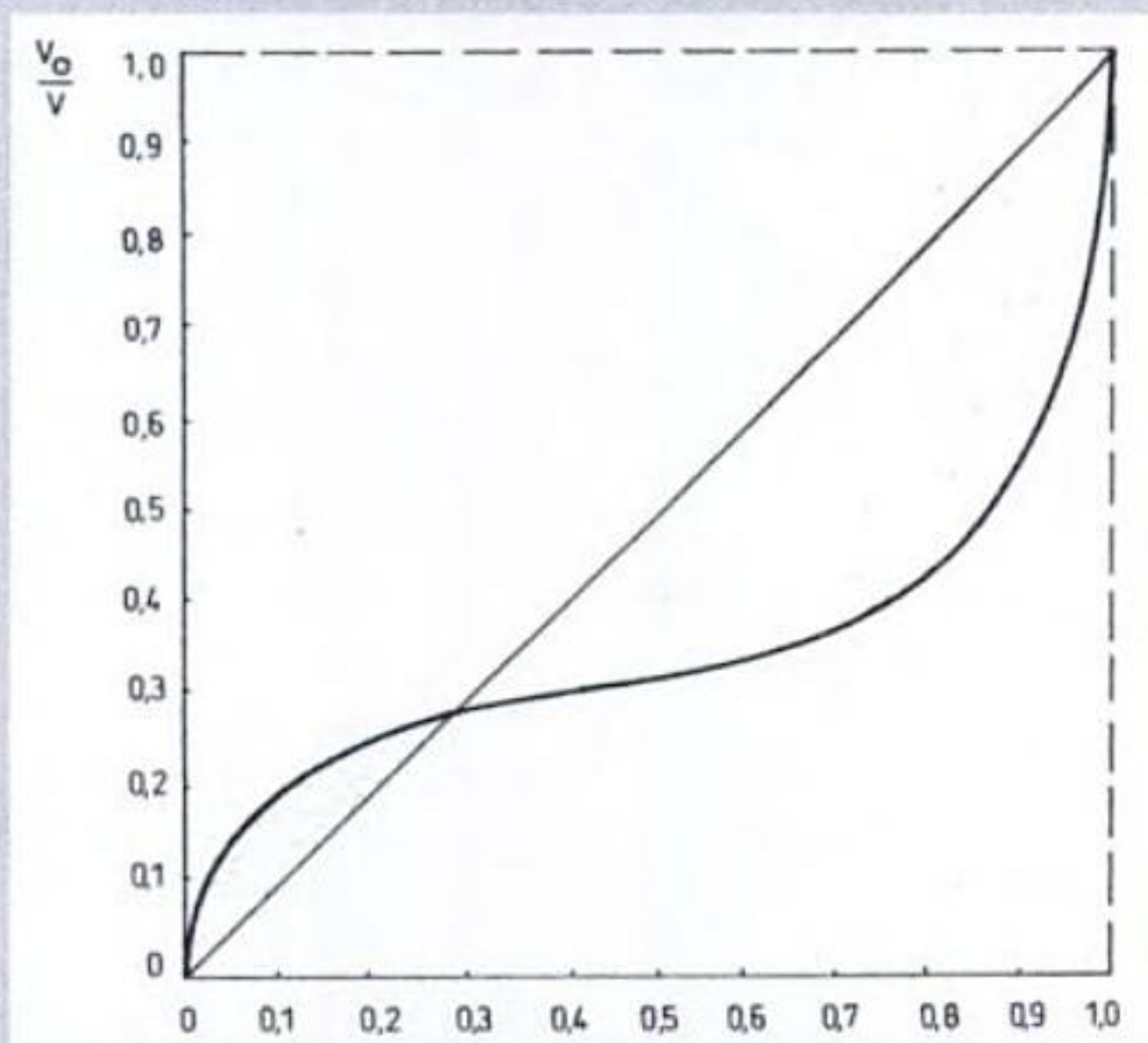


Figura E3.1 Variación de la tensión de salida en el circuito de la figura 3.9 para el caso $a = 4,17$, $b = 11,1$.

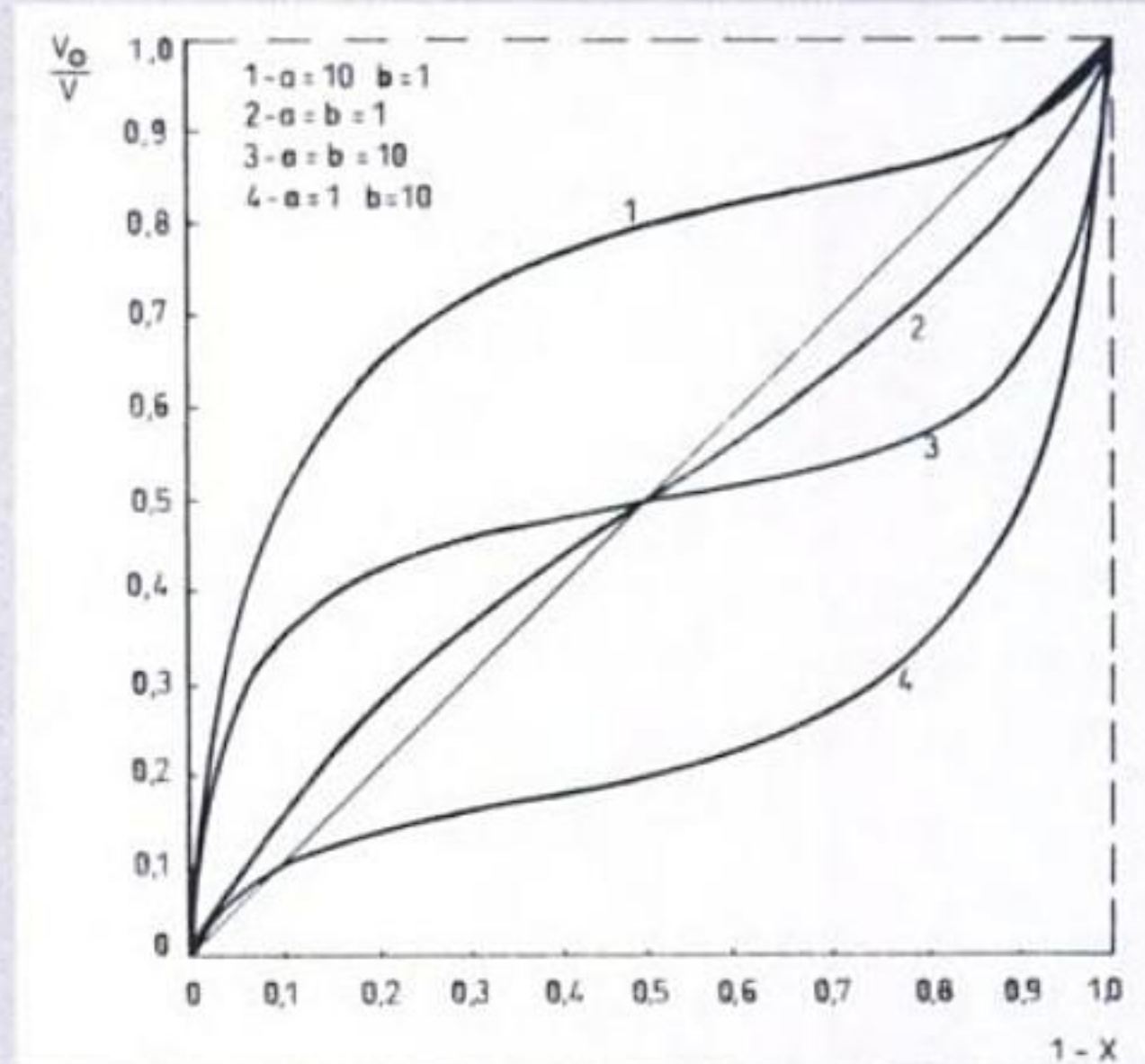


Figura E3.2 Variación de la tensión de salida en el circuito de la figura 3.9 para distintos valores de $a = R_n/R_1$ y $b = R_n/R_2$.

Si se desea que a $x = 0,75 + 0,15$ le corresponda $V_o = 0,25 - 0,05$, y que a $x = 0,75 - 0,15$ le corresponda $V_o = 0,25 + 0,05$, se tienen las ecuaciones siguientes

$$0,3 = \frac{6a + 10}{6a + 6b + 25}$$

$$0,2 = \frac{9a + 10}{9a + 9b + 100}$$

Resolviendo el sistema constituido por estas dos ecuaciones, se obtiene finalmente $a = 4,17$, $b = 11,1$. La evolución de V_o con x está representada en la figura E3.1. En la figura E3.2 se presenta la evolución de V_o en función de x para distintos valores de a y b .

Una fuente de error adicional al error por carga estudiado, puede ser la resistencia de los hilos de conexión si el potenciómetro está alejado de la fuente de alimentación y del dispositivo de lectura (figura 3.10a). Si se supone $k \gg 1$, para que no haya errores de linealidad por carga, en las posiciones extremas se tiene:

Para $x = 0$

$$V_{m0} = V \frac{R_n + R_h}{R_n + 2R_h} \quad (2.12)$$

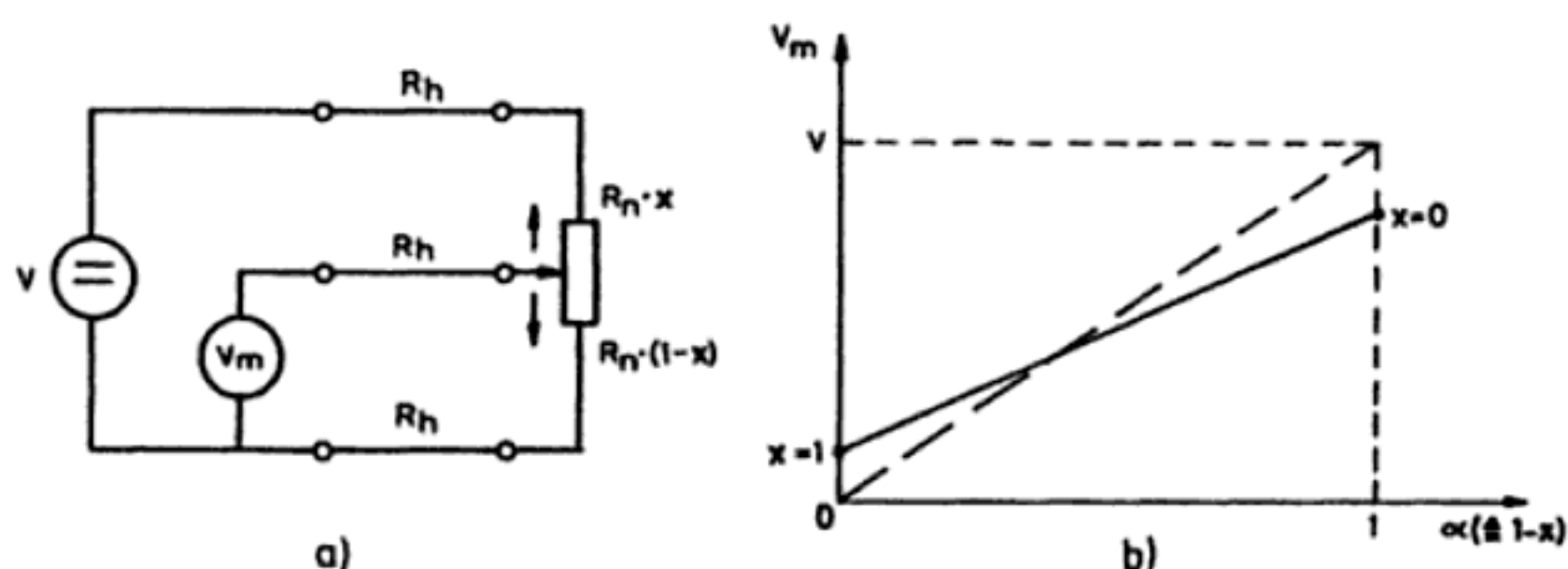


Figura 3.10 Problemas de los hilos de conexión en un potenciómetro: a) Circuito de medida a tres hilos. b) Efectos: errores de cero y de sensibilidad.

Para $x = 1$

$$V_{m1} = V \frac{R_h}{R_n + 2R_h} \quad (2.13)$$

El resultado puede observarse en la figura 3.10b. Hay un error de cero, pues la salida no es nula para $\alpha = 0$, y un error de sensibilidad, pues la pendiente de la recta no es la prevista. La cuantía de este error depende del valor de R_h comparado con R_n . Si, por ejemplo, se va a emplear un potenciómetro de 100Ω , que permite aplicar un medidor de $100 \text{ k}\Omega$ sin error por carga excesivo, basta tener 50 m de hilo de cobre de 1 mm^2 de sección equivalente (AWG 18, $20 \Omega/\text{km}$) para tener un error de cero del orden del 1% del fondo de escala.

Para eliminar este error de cero, se recurre al circuito de medida de cuatro hilos representado en la figura 3.11. Siempre y cuando la corriente a través del voltímetro sea despreciable, se tiene:

Para $x = 0$

$$V_m = V \frac{R_n}{R_n + 2R_h} \quad (2.14)$$

Para $x = 1$

$$V_m = 0$$

Esto prueba que el error de cero ha desaparecido, pero que el error de sensibilidad sigue siendo el mismo, pues la recta de respuesta se ha desplazado mante-

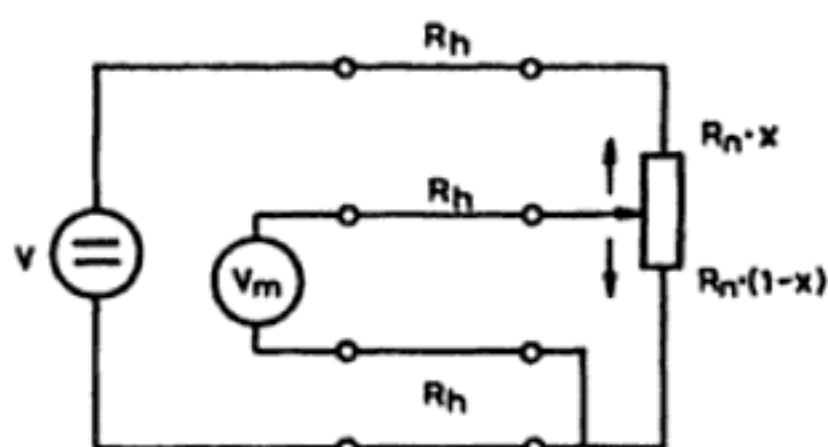


Figura 3.11 Circuito de medida a cuatro hilos para un potenciómetro. Se elimina el error de cero, pero se mantiene el de sensibilidad respecto al circuito de tres hilos.

niéndose paralela [al restar (2.13) a (2.12) se obtiene (2.14)]. Este error de sensibilidad es debido a que la tensión efectiva aplicada al potenciómetro es menor que V , pues hay una caída de tensión en los hilos que llevan la alimentación.

Respecto a la fuente de alimentación, aparte de requerir que su resistencia interna sea suficientemente pequeña para poderla despreciar frente a las otras resistencias del circuito, debe tener, en principio, un coeficiente de temperatura bajo, pues, de acuerdo con (2.3), sus fluctuaciones se reflejarán directamente en V_m , si no se compensan de algún modo.

Aunque no es estrictamente necesario que la alimentación sea continua, en caso de ser alterna hay que tener en cuenta que la resistencia crece proporcionalmente a la raíz cuadrada de la frecuencia por efecto pelicular, y que las inductancias y capacidades parásitas contribuyen a la tensión de salida, perdiéndose por ello la linealidad que el sensor tiene en continua. No es por tanto, en general, recomendable.

Si se dispone de una fuente de alimentación simétrica, conectando el sistema tal como se muestra en la figura 3.12, se obtiene una reducción del error de no linealidad debida a la carga, mediante un recurso similar al de la figura 3.7, cual es anular el error en el punto central del recorrido del cursor, manteniéndolo nulo en los extremos.

El error absoluto referido al fondo de escala, obtenido con el circuito de la figura 3.12, viene dado por

$$e = \frac{1}{2} \frac{-x(1-x)(1-2x)}{k + x(1-x)} \quad (2.15)$$

La evolución de este error con la posición del cursor, para el caso $k = 10$, viene representada en la figura 3.8 (curva s). Puede observarse que de las tres soluciones cuyos resultados se han representado en la figura 3.8, esta última es la que ofrece un error absoluto más pequeño.

3.2.2 Aplicación a termistores

Según se expuso en el apartado 2.4, en un margen de temperaturas reducido,

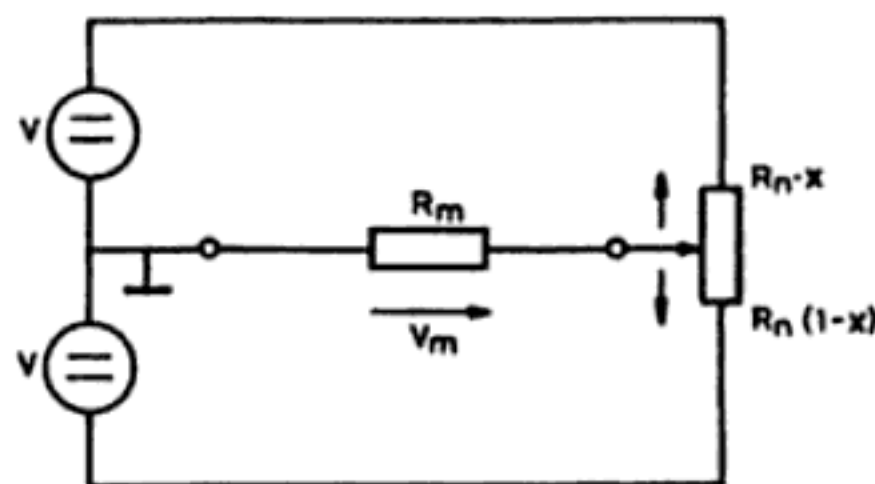


Figura 3.12 Alimentación simétrica de un potenciómetro para corregir la no linealidad debida al efecto de carga al medir la tensión de salida.

el comportamiento de un termistor puede describirse con dos parámetros mediante

$$R_T = R_0 \exp \{B(1/T - 1/T_0)\} = R_0 f(T) \quad (2.16)$$

donde las temperaturas están expresadas en kelvins. Este comportamiento, claramente no lineal, puede linealizarse, hasta cierto punto, mediante un divisor de tensión como el de la figura 3.2b en el que, según (1.5a), tampoco V_x varía linealmente con R_x .

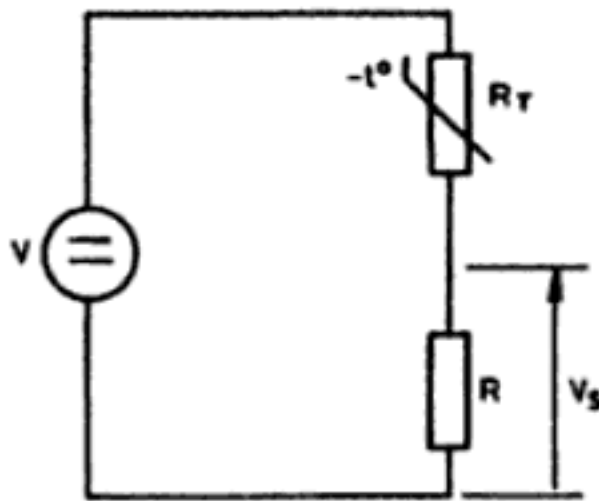


Figura 3.13 Diseño de un divisor resistivo lineal con la temperatura.

Con la terminología de la figura 3.13, la tensión de salida del divisor será

$$V_s = V \frac{R}{R_T + R} = \frac{V}{1 + R_T/R} \quad (2.17)$$

A partir de (2.16), se puede poner

$$\frac{R_T}{R} = \frac{R_0}{R} f(T) = s f(T) \quad (2.18)$$

donde se ha definido $s = R_0/R$. V_s puede expresarse, pues, como

$$V_s = \frac{V}{1 + s f(T)} = V F(T) \quad (2.19)$$

La función $F(T)$ tiene una forma que depende de cada material en particular y del valor de s . Si se desea que V_s varíe linealmente con T , $F(T)$ deberá ser una recta. La elección del valor de s apropiado depende del margen de temperaturas al que se desee aplicar el termistor. Así, por ejemplo, para el material al que corresponden las curvas de la figura 3.14, en el margen de 10°C a 50°C la mejor linealidad corresponde a $s = 1,5$, y en cambio de 90°C a 100°C es mejor elegir $s = 20,0$.

Estas mismas curvas pueden aplicarse al problema de linealizar un termistor mediante una resistencia R en paralelo, ofreciendo así una alternativa a los dos

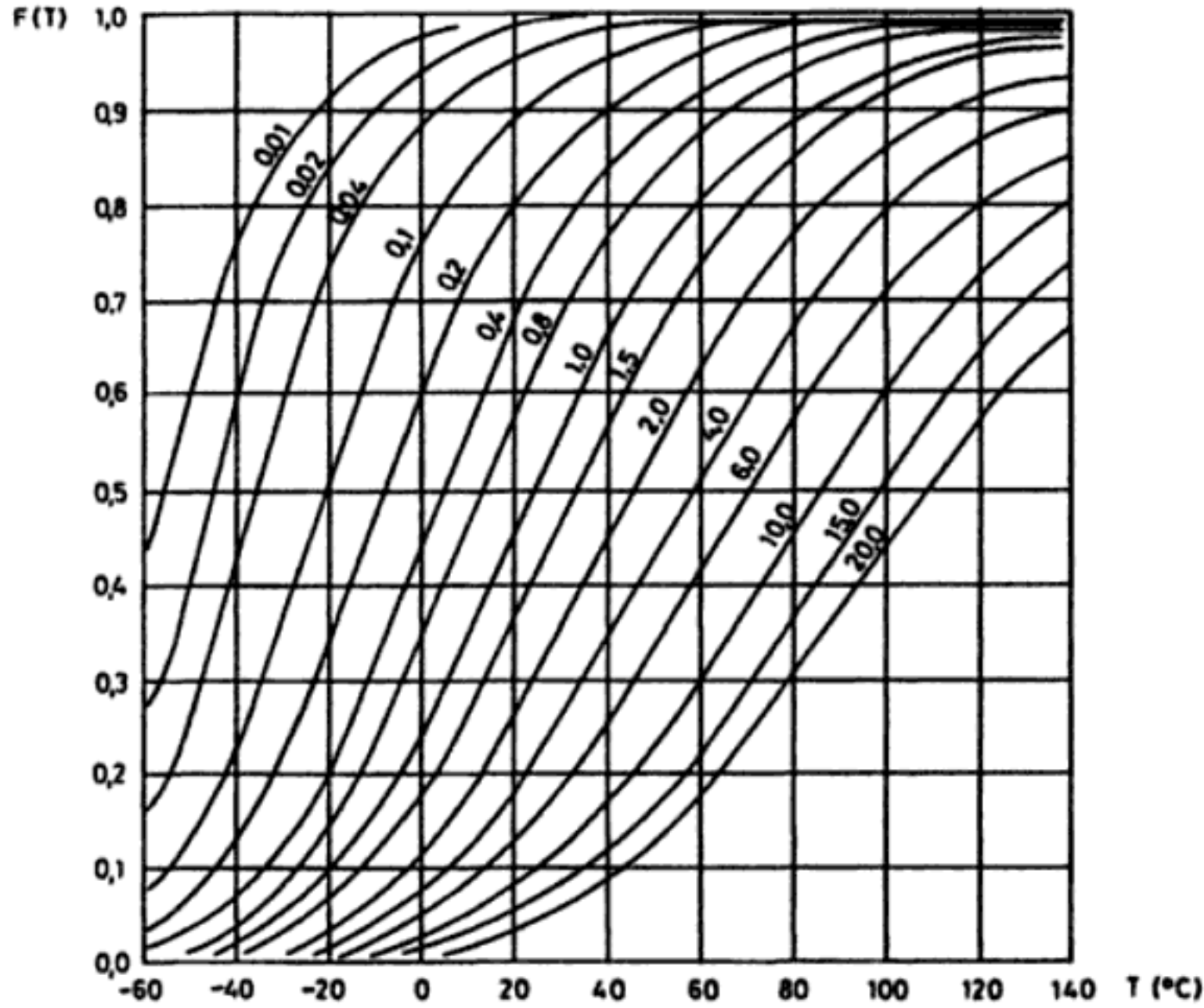


Figura 3.14 Curvas «s» para un material empleado en la fabricación de termistores (Documentación Thermometrics).

métodos analíticos vistos en el apartado 2.4.3. La resistencia equivalente será

$$R_p = \frac{R R_T}{R + R_T} = R \left(1 - \frac{1}{1 + R_T/R} \right) = R [1 - F(T)] \quad (2.20)$$

Así pues, si s se elige de modo que en el margen de temperaturas de interés $F(T)$ sea aproximadamente una recta, $1 - F(T)$ también lo será, y R_p variará linealmente con la temperatura.

3.2.3 Medidas dinámicas

Cuando la variable a medir, x , varía con el tiempo de una forma rápida, periódica o no, aunque sus valores sean pequeños, si lo que interesa es sólo la componente alterna, el divisor de tensión de la figura 3.2b es también válido. En este caso, la señal de salida puede acoplarse al dispositivo de medida mediante un condensador que con la resistencia de entrada de éste constituya un filtro de paso alto, con frecuencia de corte apropiada. La sensibilidad obtenida será

$$S = \frac{dV_s}{dR_x} = V \frac{R_p}{(R_p + R_x)^2} \quad (2.21)$$

El valor de R_p que maximiza esta sensibilidad se obtiene haciendo $dS/dR_p = 0$. Esta condición se da cuando $R_p = R_x$, y entonces $S = V/4R_p$. Haciendo la derivada segunda, d^2S/dR_p^2 , resulta negativa para este valor de R_p , por lo que corresponde efectivamente a un máximo.

Ahora bien, dado que R_p debe ser constante, su valor se puede elegir, por ejemplo, igual al de R_x en el centro del margen de medida. El sistema será, desde luego, no lineal, pero es de una gran simplicidad.

Si se emplea un divisor de tensión alimentado con una tensión alterna, entonces en la elección de la frecuencia de ésta hay que tener en cuenta cuál es la máxima frecuencia de variación de la magnitud que interesa medir. Para que la información se pueda recuperar fácilmente conviene que la frecuencia de alimentación sea al menos diez veces mayor que esta última, según se verá en el capítulo 5.

3.3 PUENTE DE WHEATSTONE. MEDIDAS POR COMPARACIÓN

Este método de medida (figura 3.15) requiere un sistema de realimentación, bien eléctrico bien mediante un operario, para realizar el ajuste necesario de la resistencia calibrada hasta que por el galvanómetro, u otro detector de desequilibrio, no circule corriente alguna. En el equilibrio se cumple

$$R_3 = R_4 \frac{R_2}{R_1} \quad (3.1)$$

Es decir, los cambios en R_3 son directamente proporcionales a los cambios correspondientes que hay que hacer en R_4 para que el puente esté equilibrado en todo instante. Este método puede emplearse también como detector de polaridad, pues la salida es positiva o negativa según que x supere o no un determinado nivel.

La condición (3.1) se alcanza con independencia del valor de la tensión de alimentación del puente y de sus posibles cambios, y tampoco depende del tipo de detector ni de su impedancia. Es más, ni siquiera hace falta que éste sea lineal, por cuanto basta que indique bien la condición de equilibrio. De (3.1) también se de-

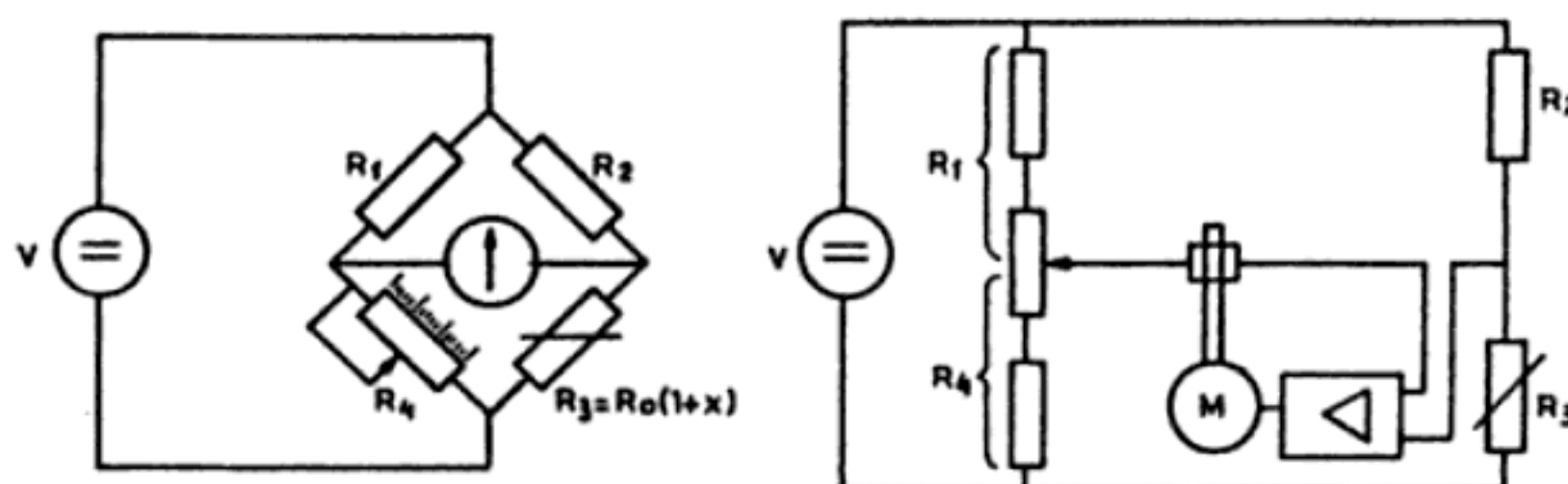


Figura 3.15 Método de comparación para medir con un puente de Wheatstone: el ajuste hasta lograr el equilibrio puede hacerse de forma manual o automática.

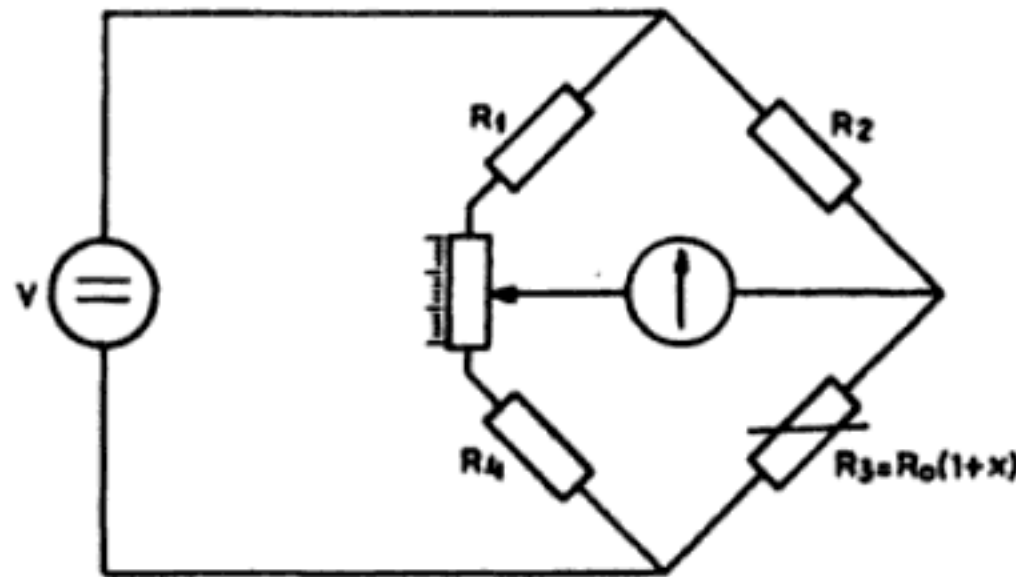


Figura 3.16 Disposición del puente de Wheatstone para reducir la influencia de la resistencia de contacto en la posición de equilibrio.

duce que el detector y el generador pueden intercambiar sus posiciones en el circuito sin que ello afecte en la medida. Para eliminar la influencia en la medida de la resistencia de contacto en el brazo ajustable, se puede emplear la disposición de la figura 3.16.

Si el sensor está lejos, es inevitable la presencia de hilos de conexión largos, que añaden resistencias en serie con el sensor. Éstas pueden ser de valores altos si se utilizan conductores como constantan o manganina, que tienen coeficiente de temperatura bajo en su resistencia eléctrica; si se emplean conductores de cobre, que tiene mejor conductividad, puede haber errores importantes debidos a los cambios de temperatura.

La solución a este problema se obtiene con el método de conexión Siemens o de los tres hilos (figura 3.17a). Los cables 1 y 3 deben ser iguales y experimentar las mismas variaciones térmicas. Las características del cable 2 son irrelevantes, pues en el equilibrio no circula corriente alguna por la rama central del puente. En el equilibrio tendremos

$$R_3 = \frac{R_4(R_2 + R_h)}{R_1} - R_h \quad (3.2a)$$

El error relativo en la medida de R_3 es

$$\epsilon = \frac{R_3 - R_4 R_2 / R_1}{R_3} = \frac{R_h}{R_3} \left(\frac{R_4}{R_1} - 1 \right) \quad (3.2b)$$

En la figura 3.17b se presenta un montaje alternativo para la misma finalidad. El error en este caso viene dado por una expresión similar a (3.2b). En ambos casos el error decrece cuando R_3 es grande respecto a R_h . En la figura 3.17c se muestra cómo se puede aplicar el método a la medida con más de un sensor empleando un solo conjunto de tres hilos largos.

Para poder aplicar el método de comparación a medidas dinámicas, hace falta un método automático de ajuste del cero que sea rápido. En la figura 3.18 se pre-

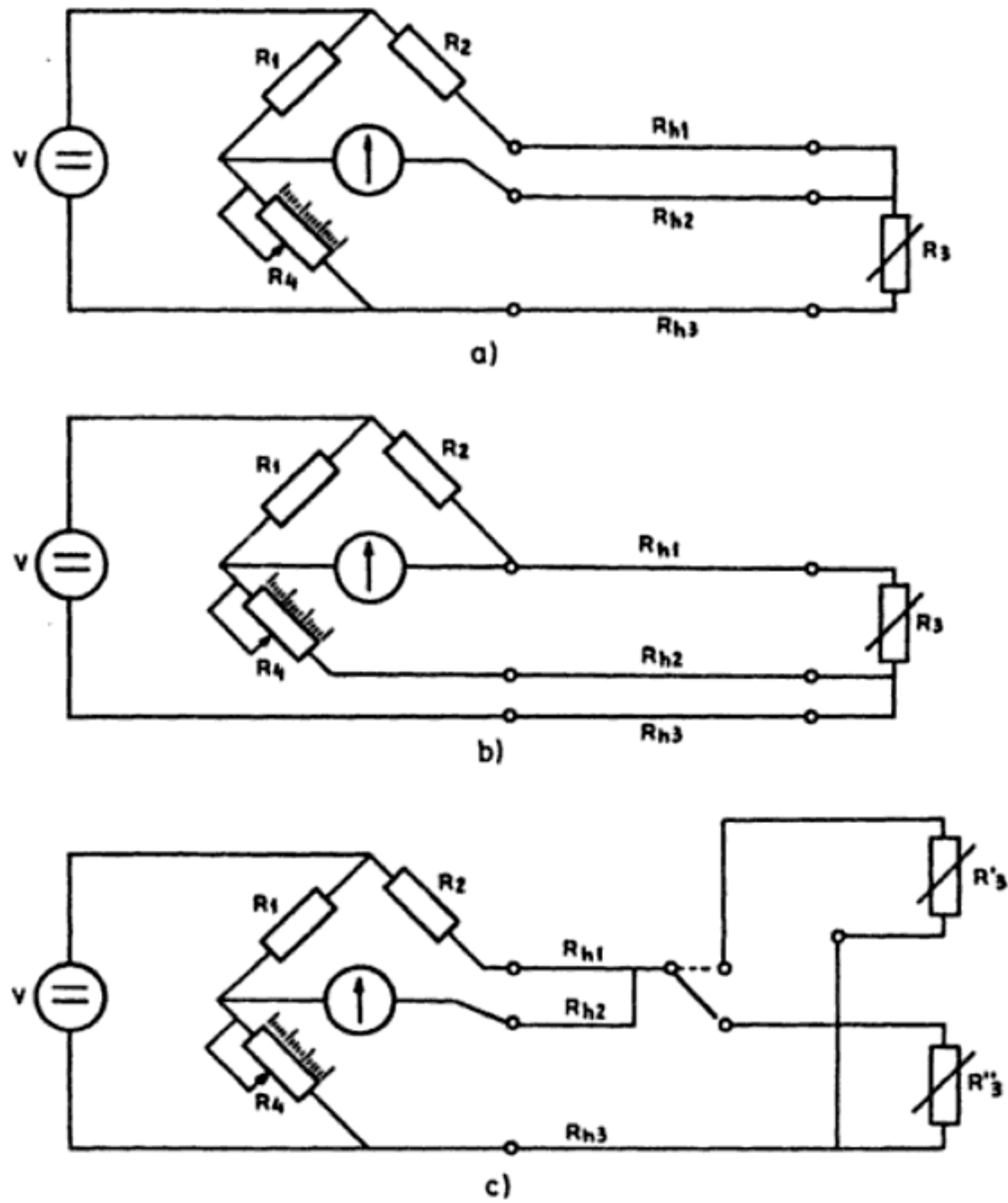


Figura 3.17 Método Siemens o de los tres hilos para medir con un puente de Wheatstone en el caso de emplear hilos de conexión largos.

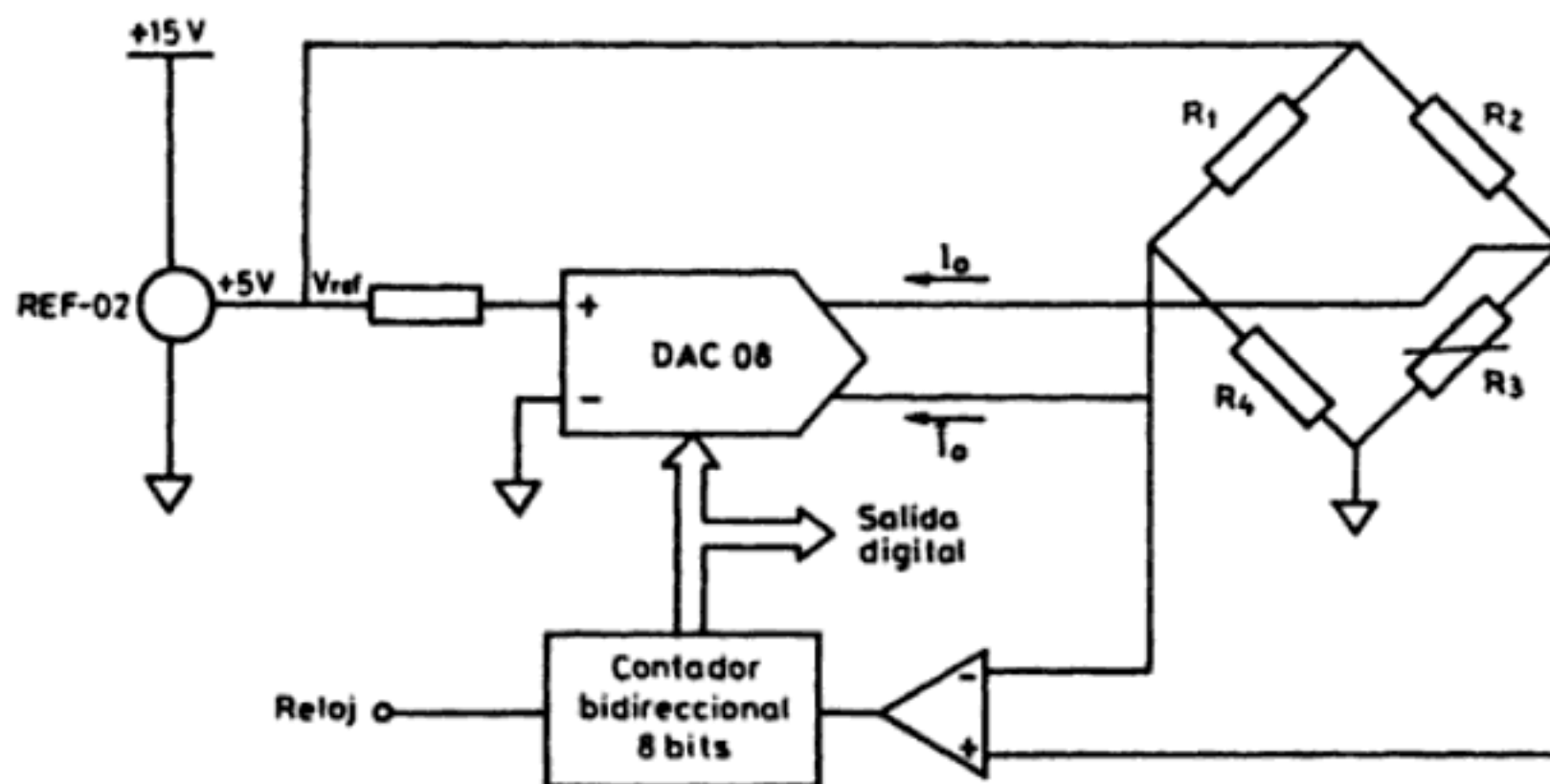


Figura 3.18 Puente de Wheatstone funcionando por el método de comparación con ajuste automático y salida digital.

senta uno de dichos métodos [3]. Se basa en un convertidor digital-analógico cuya salida, analógica, es en forma de corriente y además doble, de modo que, además de la salida correspondiente a la entrada digital, ofrece otra salida que corresponde a la palabra digital complementaria de la entrada. Es decir, la suma de ambas corrientes de salida es siempre constante.

En la figura 3.18 cualquier desequilibrio en la salida del puente superior al umbral del comparador provoca un reajuste de las salidas del convertidor, vía el contador bidireccional, de tal modo que una de ellas absorbe la corriente adicional necesaria para que la caída de tensión en ambos divisores resistivos se mantenga constante. Paralelamente, la otra salida deja de absorber tanta corriente como venía haciendo, contribuyendo así a la igualación de tensiones, que se logra con independencia del sentido del cambio producido en el sensor. La señal de salida del sistema es entonces la palabra digital que está presente a la entrada del convertidor, necesaria para que el puente esté equilibrado.

3.4 PUENTE DE WHEATSTONE. MEDIDAS POR DEFLEXIÓN

3.4.1 Sensibilidad y linealidad

La forma habitual de obtener una señal eléctrica como resultado de una medida empleando un puente de Wheatstone, es mediante el método de deflexión. En éste, en lugar de valorar la acción necesaria para restablecer el equilibrio en el puente, se mide la diferencia de tensión entre ambas ramas o la corriente a través de un detector dispuesto en el brazo central. Con la notación de la figura 3.19a, si para $x = 0$ se desea que el puente esté equilibrado, que es lo habitual, se puede definir un parámetro

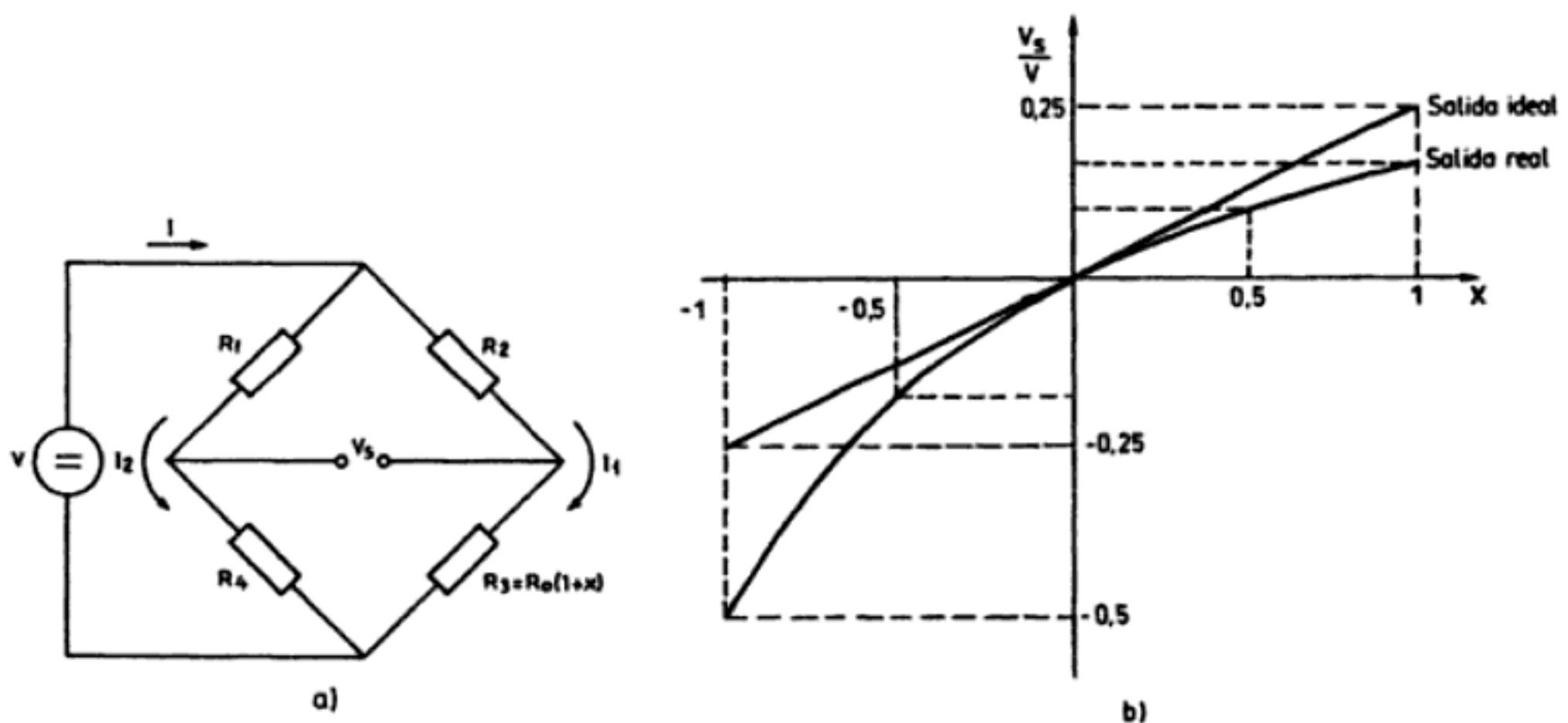


Figura 3.19 Puente de Wheatstone funcionando por el método de deflexión. a) Estructura. b) Tensión de salida en función de x cuando la relación entre resistencias es $k = 1$.

$$k = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_0} \tag{4.1}$$

Si lo que se mide es la tensión entre las tomas centrales, se tiene

$$V_s = V \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_4}{R_1 + R_4} \right) = V \frac{kx}{(k + 1)(k + 1 + x)} \tag{4.2}$$

Resulta, pues, que la tensión de salida sólo es proporcional a los cambios de resistencia cuando se cumpla $x \ll k + 1$. Si esta salida se va a interpretar como proporcional a las variaciones de R_3 , la sensibilidad real será

$$S = \frac{V_s}{x R_0} = \frac{Vk}{R_0} \frac{1}{(k + 1)(k + 1 + x)} \tag{4.3}$$

y el máximo de esta sensibilidad, en función de k , se obtiene cuando $dS/dk = 0$. Esta condición se cumple cuando

$$k^2 = 1 + x \tag{4.4}$$

Calculando la derivada segunda se comprueba que efectivamente este punto corresponde a un máximo. Si la variable medida es la corriente a través del brazo central, o si en lugar de alimentar el puente a tensión constante se alimenta a corriente constante, las condiciones de máxima sensibilidad son distintas y se han recopilado en el cuadro 3.1 [4].

Cuadro 3.1 Condiciones óptimas de diseño para un puente resistivo (adaptado de [4] a la terminología de la figura 3.19a y donde $m = R_2/R_3$, $n = R_4/R_3$, $p = R_1/R_3$, $q = R_5/R_3$; R_5 es la resistencia del instrumento de medida dispuesto en el brazo central del puente).

Condición primaria	Condición secundaria	Máximo para el caso	Máximo aproximado
Sensibilidad de corriente máxima $\frac{dI_s}{dR_3}$	I constante	$m = \infty$ $n^2 = q + 1$	$R_2 \gg R_3$
	V constante	$m^2 = q/(1 + q)$ $n = 0$	$R_4 \ll R_3$
	I_1 constante	$m = \infty$ $n = 0$	$R_4 \ll R_3 \ll R_2$
Sensibilidad de tensión máxima $\frac{dV_s}{dR_3}$	I constante	$m = \infty$ $n = \infty$	$R_4 \gg R_3$ $R_2 \gg R_3$
	V constante	$m = 1$	$R_3 = R_2$
	I_1 constante	$m = \infty$	$R_2 \gg R_3$

Se observa, por tanto, que en el caso estudiado la condición de máxima sensibilidad se obtiene para un valor de k que puede no ser suficientemente grande para tener la linealidad deseada, de acuerdo con (4.2). En concreto, si x es muy pequeña la sensibilidad óptima se obtendrá para $k \approx 1$, pero en la figura 3.19b se puede apreciar claramente la no linealidad de la salida cuando x es grande y $k = 1$. En la figura 3.20 se representa la variación de la sensibilidad en función de k para el caso $x = 0,001$ en un puente alimentado a tensión constante en el que se mide la tensión de salida (expresión 4.3).

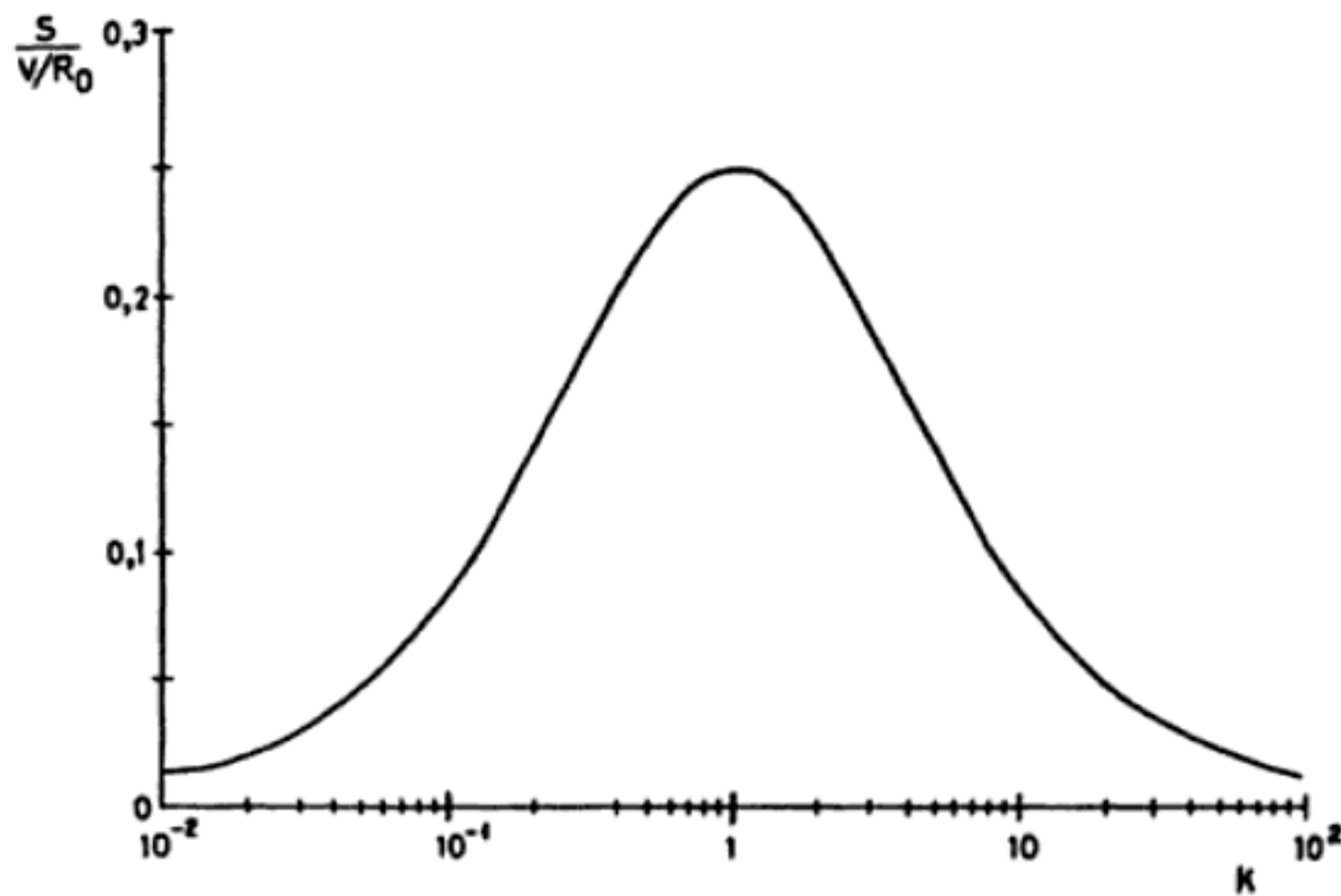


Figura 3.20 Variación de la sensibilidad de un puente resistivo alimentado a tensión constante, cuando se mide la tensión de salida, en función del parámetro k , para el caso $x = 0,001$ [ecuación (4.3)].

Si el puente se alimenta a corriente constante I , la tensión de salida es

$$V_s = IR_0 \frac{kx}{2(k+1) + x} \quad (4.5)$$

de modo que ahora basta que sea $x \ll 2(k+1)$, es decir, $x \ll 4$ si $k = 1$. Pero una fuente de corriente constante es difícil de conseguir si no se emplean circuitos electrónicos, y la mejora obtenida no siempre los justifica por sí sola.

Aunque la linealidad no es una condición necesaria para tener una buena exactitud, sino que lo importante es la reproducibilidad, la interpretación del resultado siempre es más fácil si la salida es proporcional a la magnitud medida, y de ahí el interés de la linealidad en las ecuaciones (4.2) o (4.5).

Para el caso de galgas extensométricas metálicas o impresas, x raramente alcanza valores superiores a 0,01, de modo que, salvo que se desee una linealidad muy alta, se puede despreciar x en el denominador de (4.2). Pero para termómetros resistivos, por ejemplo, x puede ser mucho mayor. Así, en un termómetro de

resistencia de platino con una sonda de $100\ \Omega$ a 25°C , a 125°C la resistencia pasa a ser de $140\ \Omega$. Para estos casos se dispone de las siguientes alternativas:

1. Limitarse a un margen de medida pequeño en el que la no linealidad máxima sea compatible con la exactitud requerida para la medida.
2. Perder sensibilidad, haciendo $k = 10$ o mayor, compensándola en parte con un aumento de la tensión de alimentación. El límite en ésta viene impuesto por la máxima potencia que pueden disipar los sensores. La reducción de ésta, manteniendo valores altos en la alimentación, se puede hacer a base de tensiones alternas rectangulares con ciclo de trabajo pequeño.
3. Linealizar, analógica o digitalmente, la tensión de salida del puente.

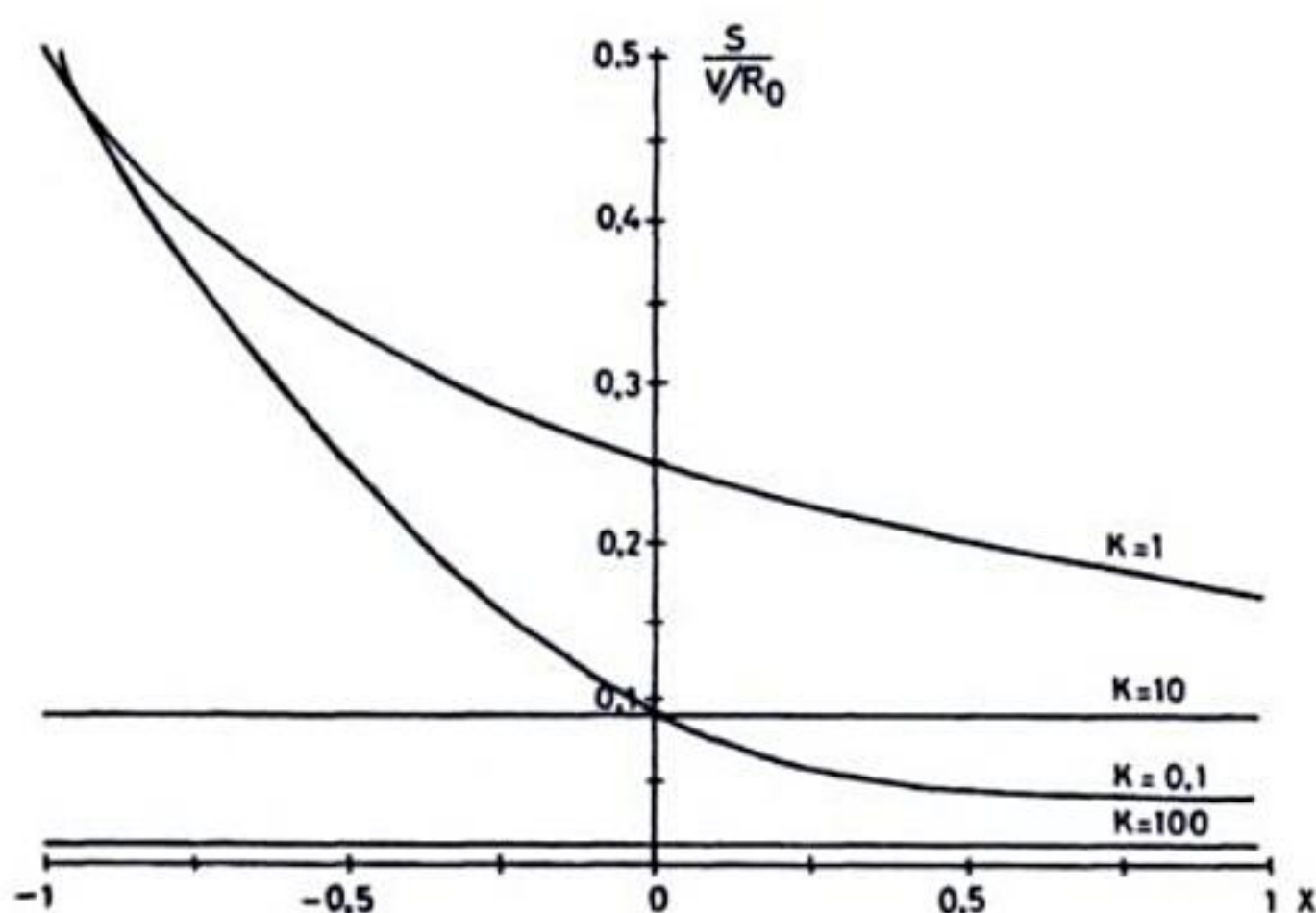


Figura 3.21 Efecto del valor de k en la sensibilidad de un puente resistivo como el de la figura 3.19a, para $-1 < x < +1$.

En la figura 3.21 se puede observar el efecto de k en la linealidad del puente de la figura 3.19a, al detectar la tensión de salida cuando $-1 < x < +1$.

Ejemplo. Se desea medir una temperatura en el margen de -10°C a $+50^\circ\text{C}$, de tal forma que se obtenga una tensión de -1 V a $+5\text{ V}$, y con un error inferior al $0,5\%$ de la lectura más $0,2\%$ del fondo de escala. Para ello se dispone de una BTD de $100\ \Omega$ a 0°C , coeficiente de temperatura $0,4\%/^\circ\text{C}$ a 0°C y coeficiente de disipación térmica 5 mW/K en las condiciones de medida. Se piensa utilizar un puente de continua alimentado con una tensión constante y un amplificador conectado a su salida. Se pide: calcular las resistencias del puente y la tensión de alimentación para cumplir las condiciones impuestas, considerando ideal el amplificador posterior; calcular la sensibilidad teórica del puente y la ganancia necesaria en el amplificador.

Con el circuito de la figura 3.19a, denominando $R_3 = R_T = R_0 (1 + \alpha T)$, siendo T el incremento de temperatura respecto a aquella a que se ha medido JR_0 , (4.2) pasa a ser

$$V_s = V \frac{k\alpha T}{(k+1+\alpha T)(k+1)}$$

Si esta tensión se va a interpretar como lineal, se está pensando en una respuesta ideal del tipo

$$V_s = V \frac{k\alpha T}{(k+1)^2}$$

El error relativo debido a la falta de linealidad será

$$\varepsilon = \frac{V_I - V_s}{V_s} = \frac{+\alpha T}{k+1}$$

y depende, pues, del valor de la temperatura medida, aumentando con ésta; Dado que a 0°C interesa tener una salida de 0 V, se toma $R_0 = 100 \Omega$, con lo cual α es el valor dado (4×10^{-3}). El error relativo máximo se tendrá entonces para $T = 50^\circ\text{C}$. El enunciado pide $\varepsilon < 5 \times 10^{-3}$ y, por tanto,

$$\frac{4 \times 10^{-3} \times 50}{k+1} < 5 \times 10^{-3}$$

De aquí se deduce que debe ser $k > 39$. Así pues, las otras resistencias del puente deben ser: $R_4 = 100 \Omega$, $R_1 = R_2 = 3900 \Omega$. La elección de valores mayores para estas últimas implicaría una pérdida de sensibilidad, que vendrá determinada también por la tensión de alimentación del puente.

Esta última viene limitada por la posibilidad de autocalentamiento. Aceptando que éste impone un error prácticamente fijo, deberá cumplirse

$$P = \left(\frac{V}{R_2 + R_T} \right)^2 R_T < 2 \times 10^{-3} \times 50^\circ\text{C} \times 5 \text{ mW}/^\circ\text{C} = 0,5 \text{ mW}$$

Para conocer el punto donde la potencia disipada es máxima, hay que derivar la expresión correspondiente, igualarla a cero y verificar que la derivada segunda es negativa en dicho punto. Procediendo de esta forma, resulta que el máximo autocalentamiento corresponde a $R_T = R_2$. Dado que en el margen de medida esto no se cumple, se tendrá que el peor caso es para $T = 50^\circ\text{C}$, ya que entonces R_T alcanza su valor máximo, que es de 120Ω .

La condición anterior lleva entonces a

$$\frac{dP}{dR_T} = \left(\frac{V}{R_2 + R_T} \right)^2 - R_T \frac{2V}{(R_2 + R_T)^2} \frac{-V}{(R_2 + R_T)^2} = 0$$

$$V < \left(\frac{5 \times 10^{-4}}{120} \right)^{1/2} 4020 = 8,2 \text{ V}$$

Si por comodidad se elige $V = 8 \text{ V}$, la sensibilidad será $0,78 \text{ mV/}^\circ\text{C}$. La ganancia necesaria para tener una tensión de 5 V cuando $T = 50^\circ\text{C}$ será

$$G = \frac{5}{0,78 \times 10^{-3} \times 50} = 128,2$$

3.4.2 Linealización analógica de puentes de sensores resistivos

Para obtener una tensión directamente proporcional a las variaciones de una de las resistencias de un puente de Wheatstone, con independencia de la cuantía de dichas variaciones, se recurre o bien a una modificación de la estructura del puente, o bien a un procesamiento analógico de la tensión de salida.

En el primer caso, la acción se suele basar en hacer circular una corriente constante por el sensor y restar el efecto de dicha corriente en la resistencia en reposo R_0 . Una forma simple de hacerlo es mediante el esquema de la figura 3.22.

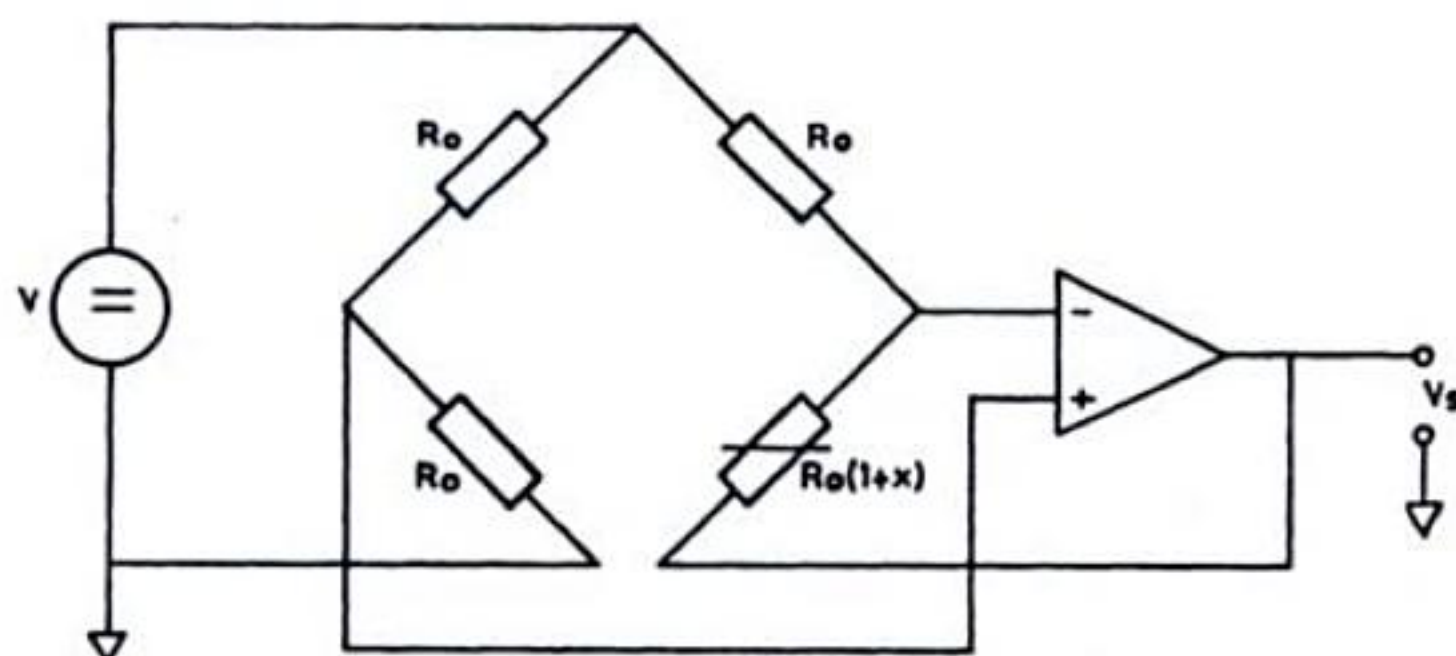


Figura 3.22 Linealización analógica de un puente resistivo con cinco terminales accesibles.

De su análisis se deduce que, si el AO se considera ideal, la salida es

$$V_s = -V \frac{x}{2} \quad (4.6)$$

El empleo de componentes electrónicos limita el margen de las tensiones de alimentación posibles, pero esto puede ser menos importante que la exigencia de este montaje de disponer de cinco terminales accesibles en el puente. Es decir, éste debe estar «abierto» en uno de los nodos donde va conectado el sensor.

Los circuitos de la figura 3.23 permiten superar esta circunstancia, si bien a costa de añadir otro amplificador operacional [5]. La salida teórica en la figura 3.23a es

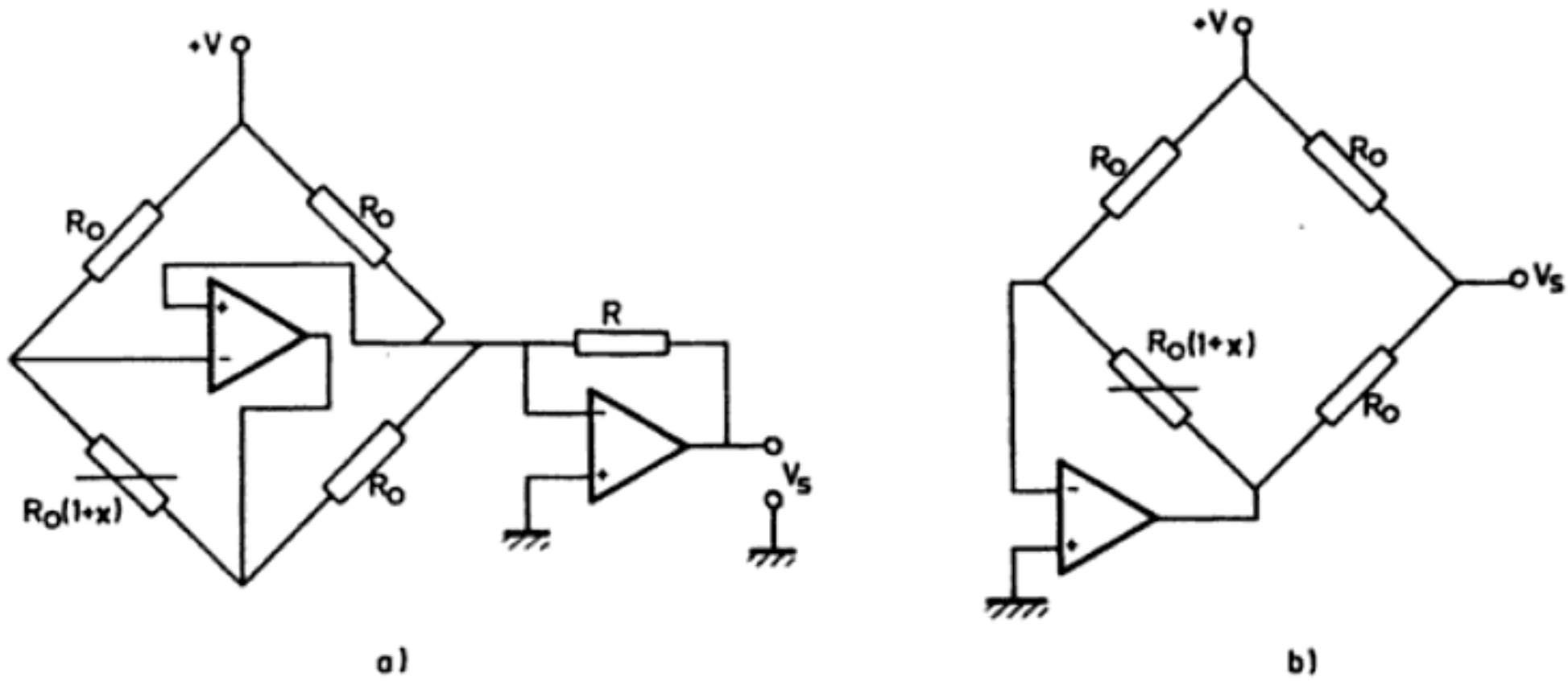


Figura 3.23 Linealización analógica de un puente resistivo empleando dos amplificadores operacionales. a) Detectando la corriente de salida. b) Detectando la tensión de salida.

$$V_s = V \frac{R}{R_0} x \quad (4.7)$$

La salida para el circuito de la figura 3.23b viene dada por (4.6). En ambos casos el AO insertado debe tener una tensión y corriente de desequilibrio y derivas muy pequeñas, pues quedan amplificadas por la etapa siguiente. La presencia de estos amplificadores (con alimentación $+V_{cc}/-V_{cc}$) exige una fuente de alimentación doble.

3.4.3 Calibración y ajuste de puentes de sensores

Según (4.3), la sensibilidad del puente depende de la tensión de alimentación V , de la resistencia R_0 del sensor (en reposo o en el punto de referencia), y de la relación k entre los brazos del puente. Para evitar la medida de esta última, que puede ser engorrosa si no se pueden «abrir» los distintos nudos del puente, se puede recurrir al montaje de la figura 3.24.

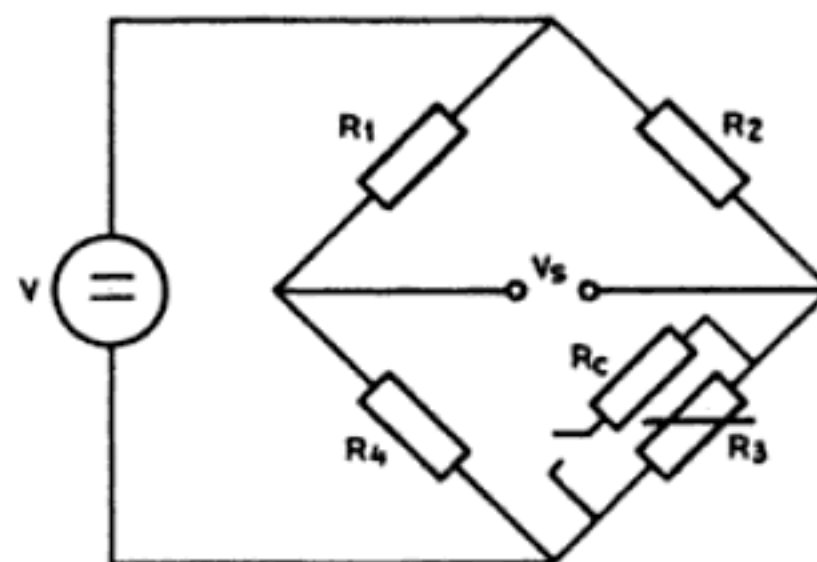


Figura 3.24 Calibración de un puente que incorpora un sensor resistivo (R_3).

Si con el interruptor abierto, para $x = 0$ se ajusta el puente hasta tener $V_s = 0$, al cerrar el interruptor, y manteniendo nula la variable medida, la deflexión de la salida se puede interpretar como debida a un cambio x en R_3

$$\frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c} = R_0 (1 + x) \quad (4.8)$$

$$x = -\frac{R_0}{R_0 + R_c} \quad (4.9)$$

La sensibilidad es entonces

$$S = \frac{V_s}{xR_0} = -\frac{V_s}{R_0} \left(1 + \frac{R_c}{R_0}\right) \quad (4.10)$$

Basta, pues, medir R_0 y conocer bien la resistencia de calibración para deducir la sensibilidad a partir de la medida de V_s .

Si hay más de un brazo activo se pueden poner otras resistencias de calibración, pero cada vez se conecta sólo una de ellas mediante el interruptor correspondiente, por ejemplo un relé en un sistema automático.

Si la resistencia o resistencias de calibración no pueden disponerse junto al sensor o sensores respectivos, hay que procurar que los hilos que las conectan no estén en serie con los de éstos, añadiendo así resistencias parásitas. Es decir, hay que emplear hilos aparte.

Al configurar el puente de medida sucede normalmente que, debido a las tolerancias de los resistores, la condición expresada en (4.1) no se cumple. Para realizar este ajuste inicial se emplea un circuito como el de la figura 3.25a. En sistemas automáticos, donde no es posible un reajuste manual si las condiciones de medida difieren de las de calibración, se puede optar por corregir el desequilibrio por programa: se dispone el puente en las condiciones de equilibrio, se guarda la lectura, y luego se descuenta ésta de las lecturas que se vayan obteniendo al medir. Con este método, sin embargo, se reduce el margen de variación permitido para la salida del puente.

El circuito de la figura 3.25b permite una corrección automática del desequilibrio del puente y del resto de elementos de la cadena de medida [14]. Consiste en añadir una o dos resistencias R en serie con uno o dos de los brazos del puente, y atacar la unión entre R y R_3 , o entre R y R_4 , mediante una corriente I tal que el puente se reequilibra en las condiciones de medida. Cualquiera de los brazos del puente puede ser un sensor resistivo. Si la tensión de desequilibrio inicial ($I = 0$) es V_0 , entonces la tensión cuando $I \neq 0$ será

$$V_s = V_0 - IQ \quad (4.11a)$$

donde

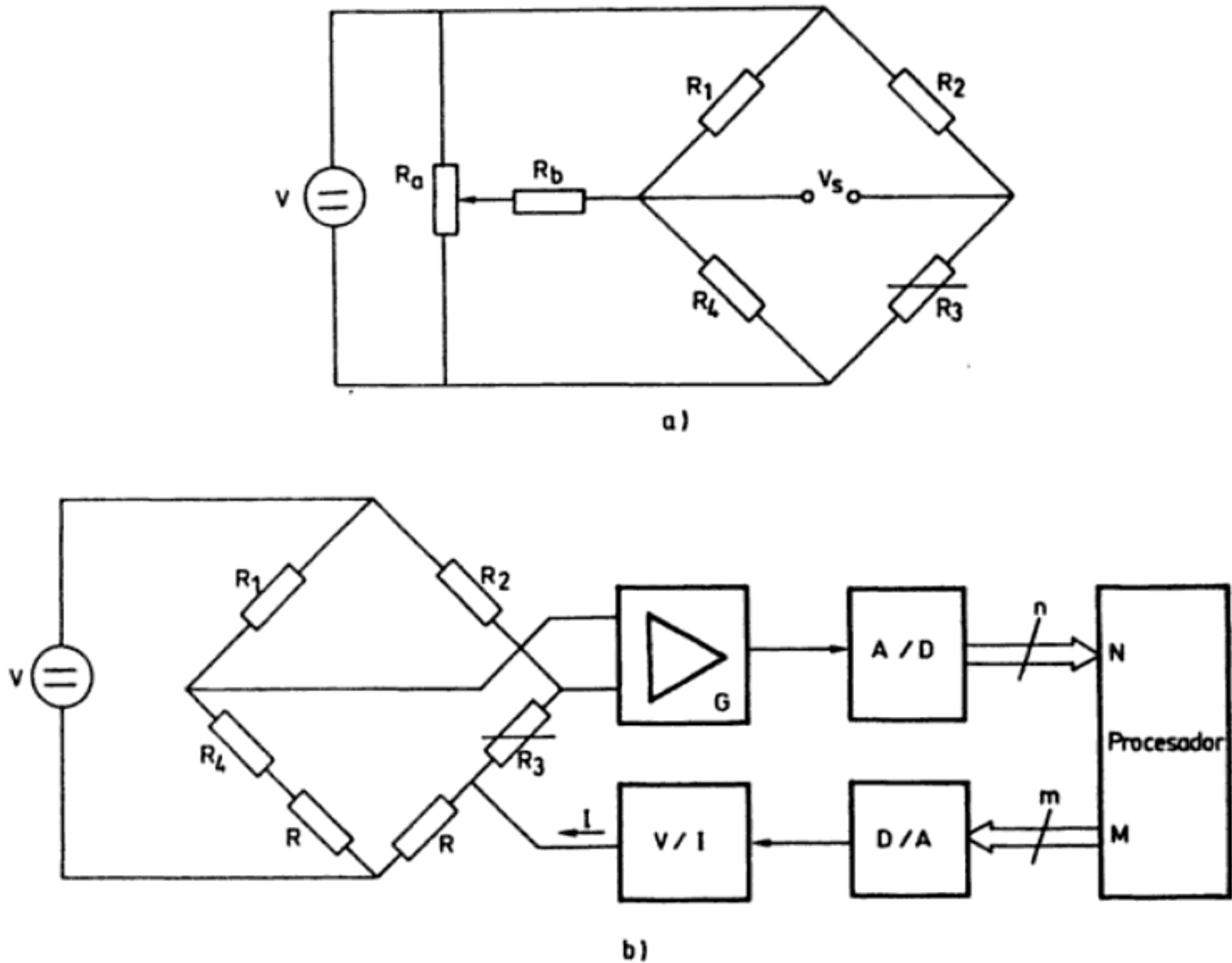


Figura 3.25 Ajuste de cero en un puente de sensores resistivos. a) Con un potenciómetro. b) Sistema automático.

$$Q = \frac{RR_2}{R_2 + R_4 + R} \quad (4.11b)$$

Ajustando el valor de I se puede anular, pues, la tensión de salida del puente aunque las condiciones sean distintas a las que permitieron alcanzar el equilibrio inicial.

3.4.4 Medidas diferenciales y medias. Compensaciones

Una de las ventajas adicionales que presenta un puente frente a un divisor de tensión es su capacidad de medir diferencias entre magnitudes o valores medios. Permite, además, aumentar la sensibilidad empleando sensores múltiples, y compensar determinadas interferencias. Obsérvese, por ejemplo, el circuito de la figura 3.26. La presencia de dos sensores en brazos adyacentes permite medir la diferencia entre las magnitudes que detectan respectivamente, por cuanto la tensión de salida es

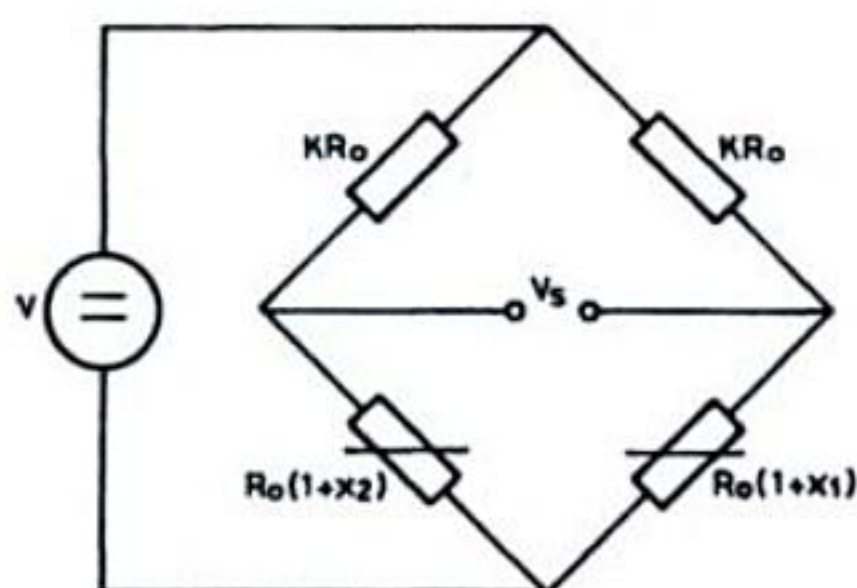


Figura 3.26 Medida de la diferencia entre dos magnitudes mediante un puente resistivo.

$$V_s = V \frac{k(x_1 - x_2)}{(k + 1 + x_1)(k + 1 + x_2)} \quad (4.12a)$$

que cuando $x_1, x_2 \ll k + 1$, se puede aproximar por

$$V_s \approx V \frac{k}{(k + 1)^2} (x_1 - x_2) \quad (4.12b)$$

Si se trata de sensores de temperatura resistivos se pueden medir así diferencias de temperaturas, y aplicarlo al cálculo de esfuerzos térmicos, de pérdidas de calor en tuberías o a la detección de heladas. Por analogía con (4.3), también en este caso hay un compromiso entre sensibilidad y linealidad que incide en la elección de k .

Ejemplo. Para medir el aislamiento térmico de una serie de materiales se requiere un termómetro diferencial capaz de medir diferencias de temperatura entre 0 y 750°C, en el margen de 50°C a 800°C, con un error menor de 5°C. Se dispone para ello de sondas de platino de 100 Ω a 0°C, coeficiente de temperatura 0,4%/°C y coeficiente de disipación $\delta = 1$ mW/K, en las condiciones de medida. Diseñar un puente de continua, alimentado a tensión constante, que permita realizar estas medidas cumpliendo las condiciones impuestas, cuando su tensión de salida se mide con un voltímetro de error despreciable. ¿Cuál es la sensibilidad del puente diseñado?

Empleando la terminología de la figura 3.26, y haciendo $x_1 = \alpha T_1$ y $x_2 = \alpha T_2$, la ecuación (4.12a) pasa a ser

$$V_s = V \frac{k\alpha(T_1 - T_2)}{(k + 1 + \alpha T_1)(k + 1 + \alpha T_2)}$$

La sensibilidad teórica, entendida como el cociente entre la tensión de salida V_s y la diferencia de temperaturas $T_2 - T_1$, para una salida lineal será

$$S = \frac{Vka}{(k + 1)^2}$$

El error de linealidad absoluto referido a la entrada (diferencia de temperaturas) será

$$e = V/S - (T_2 - T_1)$$

$$e = -(T_2 - T_1) \frac{(k+1)\alpha(T_1 - T_2) + \alpha^2 T_1 T_2}{(k+1+\alpha T_2) + (k+1+\alpha T_1)}$$

donde se ve que el error aumenta directamente con la diferencia de temperaturas medida. El peor caso será, pues, cuando $T_1 = 50^\circ\text{C}$ y $T_2 = 800^\circ\text{C}$. Para que entonces el error no exceda el límite impuesto, y si se supone en principio despreciable el error por auto-calentamiento, deberá ser

$$e = 750 \frac{(k+1)4 \times 10^{-3} \times 850 + 16 \times 10^{-6} \times 4 \times 10^4}{(k+1+3,2)(k+1+0,2)} < 5$$

que lleva a

$$k^2 - 504,6k - 601 = 0$$

cuyas soluciones son $k = 506$ y $k = -1,19$. Obviamente esta última no es válida en el problema planteado. Las resistencias deberán ser, pues, $R_1 = R_2 = 50,6 \text{ k}\Omega$, y la tensión de alimentación suficientemente pequeña para no tener demasiado error por autocalentamiento de las sondas.

Dado que la medida es diferencial, se tendrá un error por autocalentamiento en el caso en que éste no sea igual en ambas sondas. El error absoluto, en temperatura, vendrá dado por

$$\begin{aligned} e_a &= \left(\frac{V}{R_1 + R_4} \right)^2 \frac{R_4}{\delta} \left(\frac{V}{R_1 + R_4} \right)^2 \frac{R_3}{\delta} \\ &= \frac{V_2}{R_0 \delta} \left(\frac{1 + \alpha T_2}{(k + 1 + \alpha T_2)^2} - \frac{1 + \alpha T_1}{(k + 1 + \alpha T_1)^2} \right) \end{aligned}$$

Como el valor de k es grande, se puede aproximar

$$e_a \approx \frac{V_2}{R_0 \delta} \frac{\alpha(T_2 - T_1)}{(k+1)^2}$$

Si ahora se desea que este error sea, por ejemplo, de sólo $0,05^\circ\text{C}$, de esta expresión se deduce que la tensión de alimentación no debe exceder de $20,7 \text{ V}$. La sensibilidad en este caso sería de $163 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Eligiendo una tensión algo menor, se tendría un error menor, y aumentando un poco k se lograría que el error absoluto total no excediera del límite de 5°C impuesto.

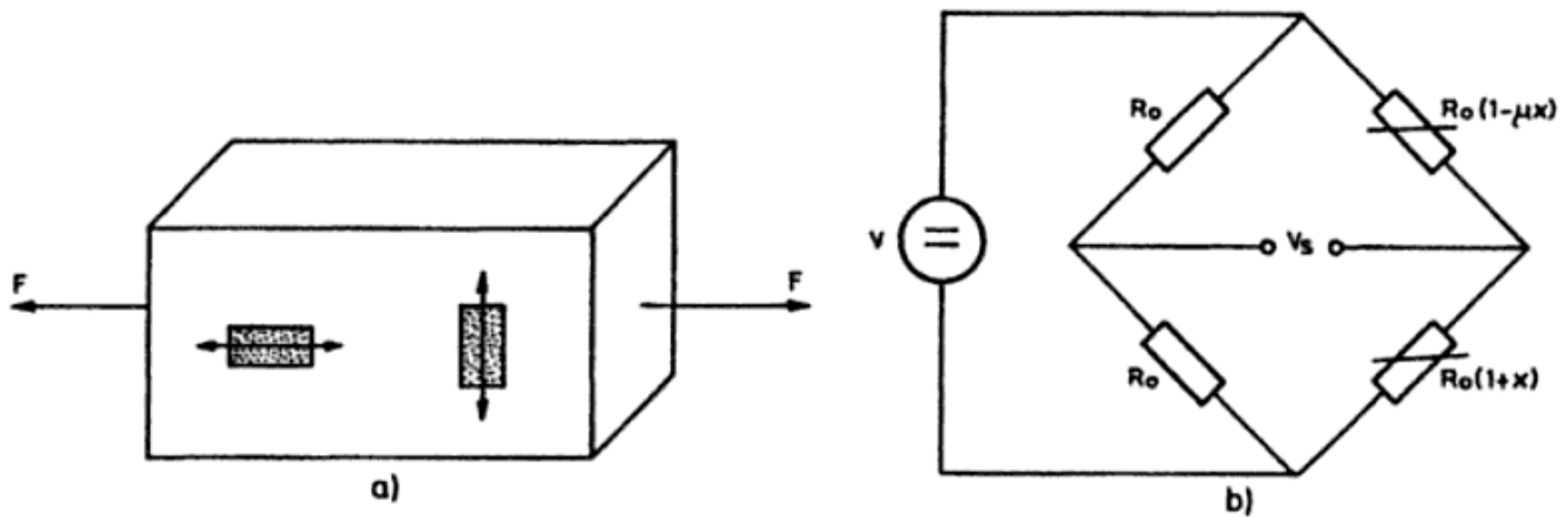


Figura 3.27 Empleo de una galga activa longitudinal y otra transversal y su disposición en un puente de medida.

El montaje de varias galgas extensométricas en un mismo puente ofrece también muchas posibilidades. Si, por ejemplo, se montan dos de ellas en una pieza tal como se indica en la figura 3.27a, y se conectan en un puente de la forma descrita en la figura 3.27b, la tensión de salida es

$$V_s = V \frac{x(1 + \mu)}{2[2 + x(1 - \mu)]} \approx V \frac{x(1 + \mu)}{4} \quad (4.13)$$

donde se puede observar que la sensibilidad ha aumentado en un factor $1 + \mu$ respecto al caso de emplear una sola galga.

Si se emplean dos galgas extensométricas que experimentan deformaciones de igual amplitud pero de signo opuesto, al disponerlas de la forma indicada en la figura 3.28 se tiene una tensión de salida

$$V_s = V \frac{x}{2} \quad (4.14)$$

que no sólo es mayor que en el caso anterior, sino que además es lineal sin necesidad de aproximaciones.

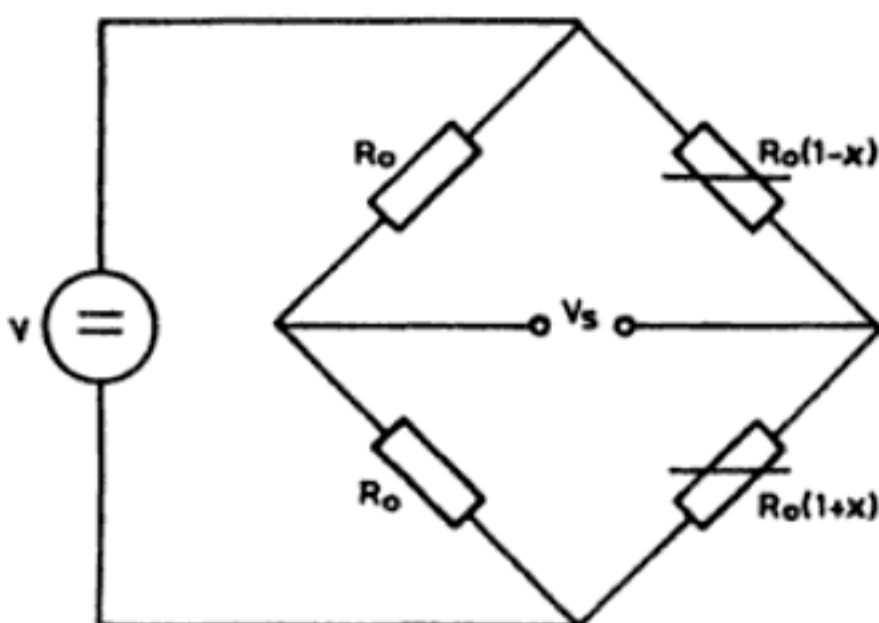


Figura 3.28 Disposición en un puente de medida de dos galgas activas con variaciones opuestas.

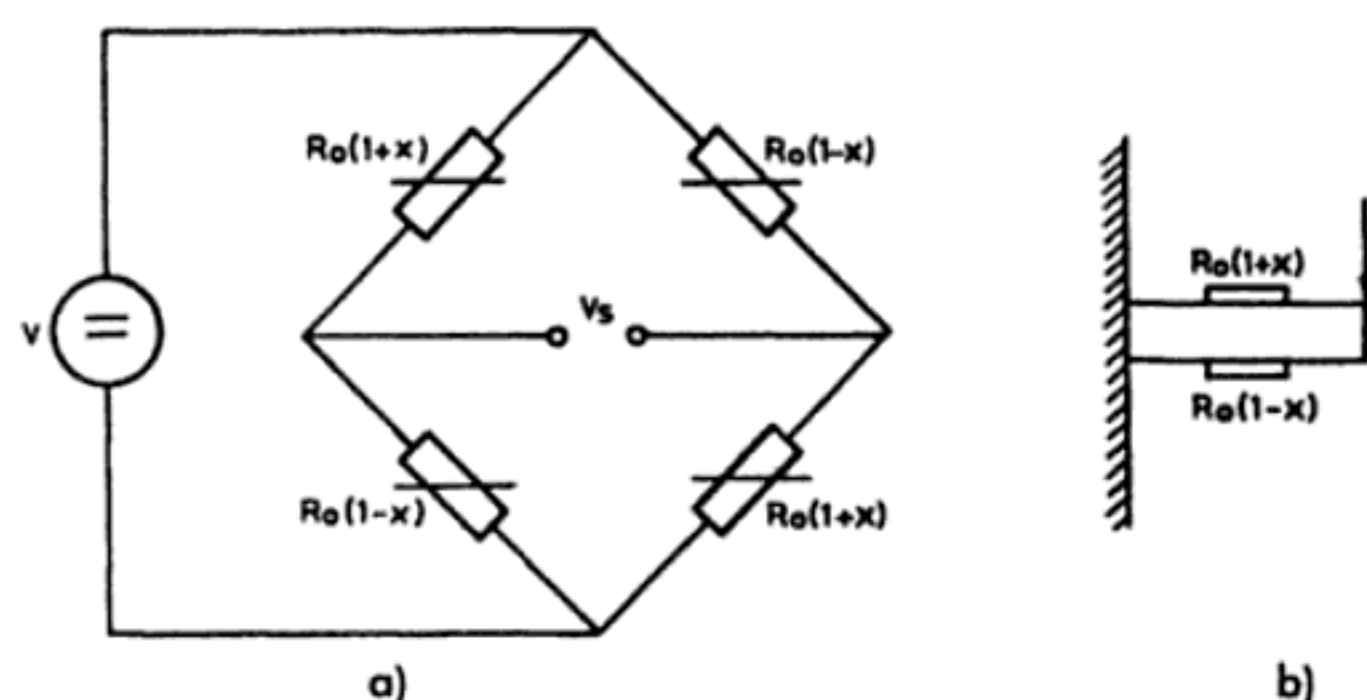


Figura 3.29 Linealización de un puente empleando galgas dobles.

Utilizando galgas extensométricas dobles montadas adecuadamente, se puede lograr una situación como la descrita por la figura 3.29a, correspondiente a la pieza en voladizo de la figura 3.29b en que se han montado dos galgas iguales dobles en cada cara. La tensión de salida pasa a ser

$$V_s = V x \quad (4.15)$$

Cuadro 3.2 Tensión de salida para diversas configuraciones de puente, semipuente o puente completo para galgas extensométricas (ver la figura 3.19a, donde el generador puede serlo de tensión o corriente).

R_1	R_2	R_3	R_4	$V_{cte.}$	$I_{cte.}$
R_0	R_0	$R_0 (1 + x)$	R_0	$V \frac{x}{2 (2 + x)}$	$IR_0 \frac{x}{4 + x}$
$R_0 (1 + x)$	R_0	$R_0 (1 + x)$	R_0	$V \frac{x}{2 + x}$	$IR_0 \frac{x}{2}$
R_0	R_0	$R_0 (1 + x)$	$R_0 (1 - x)$	$V \frac{2x}{4 - x^2}$	$IR_0 \frac{x}{2}$
R_0	$R_0 (1 - x)$	$R_0 (1 + x)$	R_0	$V \frac{x}{2}$	$IR_0 \frac{x}{2}$
$R_0 (1 - x)$	R_0	$R_0 (1 + x)$	R_0	$V \frac{-x^2}{4 - x^2}$	$IR_0 \frac{-x^2}{4}$
$R_0 (1 + x)$	$R_0 (1 - x)$	$R_0 (1 + x)$	$R_0 (1 - x)$	Vx	$IR_0 x$

que es también lineal sin necesidad de hacer aproximaciones, y con una sensibilidad cuádruple a la obtenida con una galga simple. En la figura 2.11 hay configuraciones adicionales.

Estas distintas configuraciones de medida se designan como montajes en cuarto de puente, semipuente o puente completo. En el cuadro 3.2 se recogen las expresiones correspondientes de la tensión de salida según el montaje y según se alimente a tensión o a corriente constante. Las configuraciones en puente completo son frecuentes en células de carga.

Ejemplo. Una célula de carga basada galgas extensiométricas presenta una avería que se traduce en una imposibilidad de obtener una salida nula en ausencia de carga. Para averiguar las posibles causas de dicha avería, se desconecta la alimentación del puente (terminales 1 y 2) y el amplificador (terminales 3 y 4), y se procede a una serie de medidas de resistencia que dan los siguientes resultados: entre 1 y 2, 127 Ω ; entre 1 y 3, 92 Ω ; entre 1 y 4, 92 Ω ; entre 2 y 3, 92 Ω ; entre 2 y 4, 106 Ω ; entre 3 y 4, 127 Ω . Todas las medidas se hacen dejando al aire los dos terminales sobrantes. Determinar cuál es la causa de la avería y dar una posible explicación física de cómo se puede haber producido.

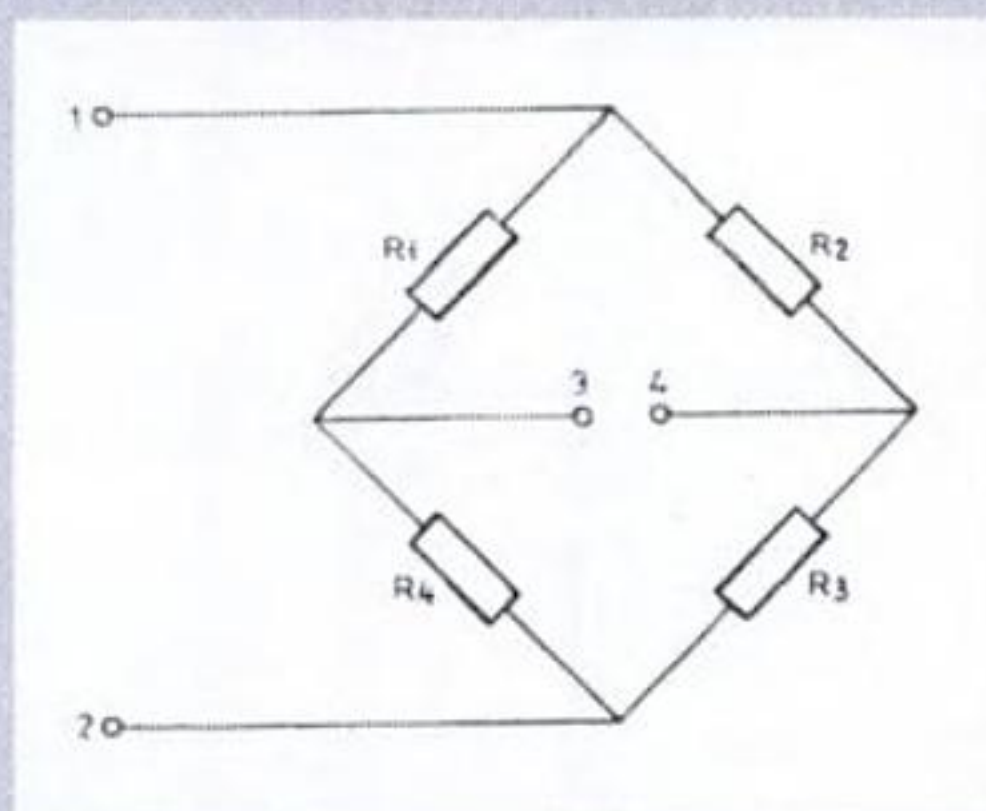


Figura E3.3 Designación de elementos resistivos y terminales en una célula de carga.

Con la notación de la figura E3.3, las medidas efectuadas corresponden a las siguientes combinaciones de resistencias:

$$R_{12} = \frac{(R_1 + R_4)(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 127 \, \Omega$$

$$R_{13} = \frac{R_1(R_4 + R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 92 \, \Omega$$

$$R_{14} = \frac{R_2(R_4 + R_1 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 92 \, \Omega$$

$$R_{23} = \frac{R_4 (R_1 + R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 92 \, \Omega$$

$$R_{24} = \frac{R_3 (R_1 + R_2 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 106 \, \Omega$$

$$R_{34} = \frac{(R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 127 \, \Omega$$

De la primera y sexta relaciones se deduce $R_2 = R_4$. De la segunda y tercera, $R_1 = R_2$. La cuarta corrobora que $R_1 = R_4$. La quinta muestra que R_3 es distinta. Luego se trata de encontrar dos resistencias, R y R_3 , para lo que bastan dos ecuaciones

$$\frac{R(2R + R_3)}{3R + R_3} = 92$$

$$\frac{3R R_3}{3R + R_3} = 106$$

Resolviéndolas se obtiene, $R = 120 \, \Omega$, $R_3 = 150 \, \Omega$. Este valor tan grande y la imposibilidad de ajustar el cero, pueden ser debidos a que la galga R_3 ha sufrido una deformación irreversible (permanente).

Las galgas extensométricas son sensibles a la temperatura, y un puente permite reducir esta interferencia. Si se utiliza una galga simple que experimenta una variación porcentual «y» debida a la temperatura, además de la variación «x» debida al esfuerzo que se desea medir, basta disponer otra galga igual pero pasiva (es decir, no sometida al esfuerzo a medir), y emplear el circuito de la figura 3.30. En el caso de utilizar galgas múltiples, la compensación de temperatura se obtiene directamente. Otra forma de detectar interferencias es poner junto al puente activo, otro puente de galgas igual al de medida, pero sin alimentación.

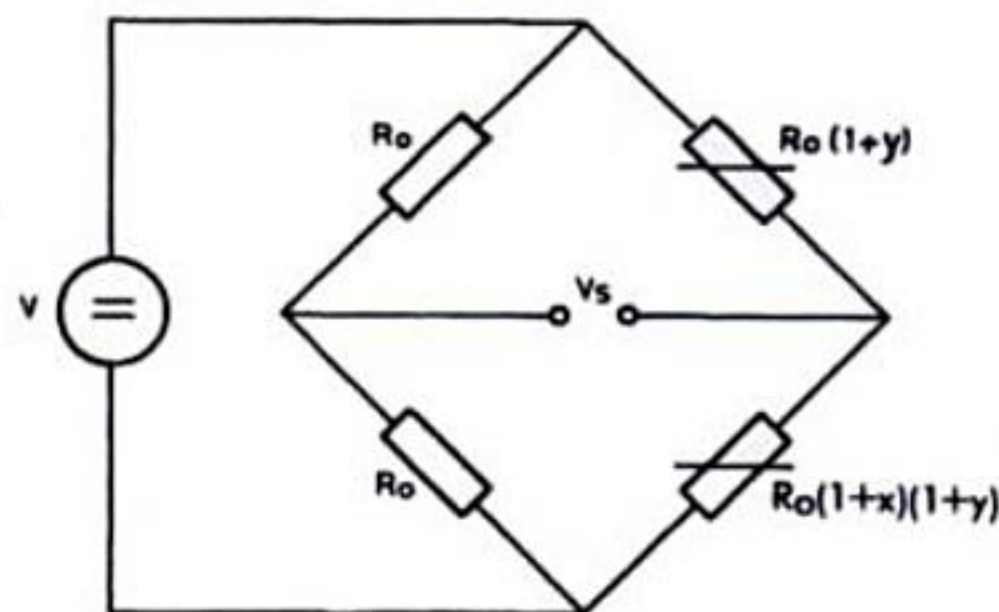


Figura 3.30 Compensación de temperatura en un puente de galgas extensométricas mediante una galga pasiva.

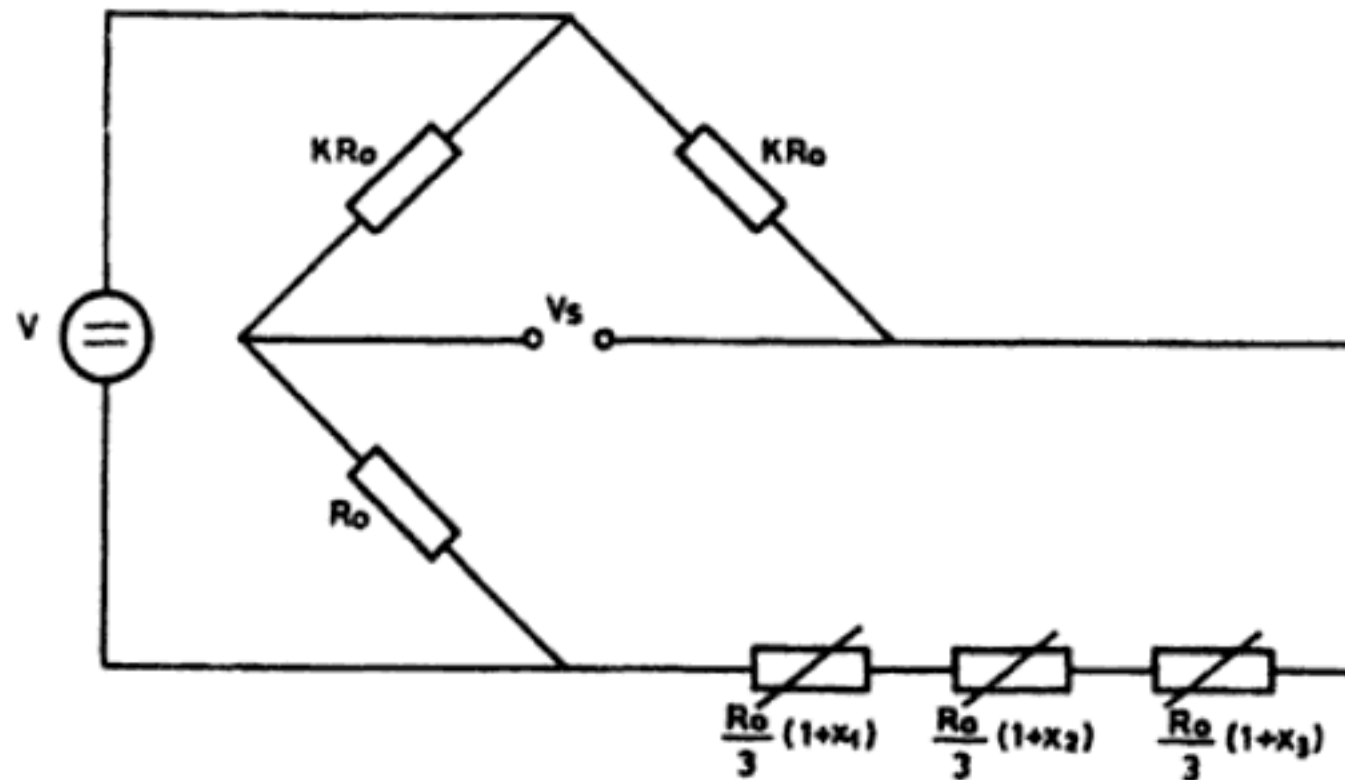


Figura 3.31 Medida de valores medios con un puente de sensores resistivos. Todos los sensores deben tener la misma resistencia nominal y la misma sensibilidad.

La última aplicación del puente de Wheatstone que se expone aquí es la medida de valores medios con el circuito de la figura 3.31. Se supone que los tres sensores (podrían ser más) son iguales, pero miden valores distintos de una misma variable, por ejemplo temperatura. En estas condiciones la tensión de salida es

$$V_s = V \frac{k(x_1 + x_2 + x_3) / 3}{\left(k + 1 + \frac{x_1 + x_2 + x_3}{3}\right)(k + 1)} \quad (4.16)$$

siendo, pues, proporcional al valor medio, si $k + 1$ es suficientemente grande.

3.4.5 Alimentación del puente de Wheatstone

Para obtener una señal como resultado de la variación experimentada por uno o más sensores dispuestos en un puente de Wheatstone, hay que aplicar a éste una señal de alimentación o excitación. Con independencia de la naturaleza de ésta (tensión o corriente, continua o alterna), una condición que debe cumplir inicialmente es la de permanecer estable con el tiempo, la temperatura y otros factores ambientales. La justificación es inmediata: para el caso de alimentar un puente con un sensor resistivo mediante una tensión continua, la tensión de salida es (4.2)

$$V_s = V \frac{kx}{(k + 1)(k + 1 + x)}$$

y si, permaneciendo x constante, V experimenta un pequeño cambio, dV , se tendrá:

$$\frac{dV_s}{V_s} = \frac{dV}{V} \quad (4.17)$$

es decir, la salida experimenta, proporcionalmente, el mismo cambio. Esto puede prohibir, por ejemplo, el empleo de una fuente de tensión continua simple con una deriva de 0,1%/°C o de algunos reguladores de tensión continua monolíticos que presentan hasta un 1%/°C de deriva térmica.

En aplicaciones donde se requiera gran precisión, hay que emplear convertidores alterna/continua o continua/continua de buena calidad, o bien basarse en un generador de tensión de referencia de los empleados, por ejemplo, en conjunción con los convertidores D/A tipo multiplicador (tensión de referencia externa). En el cuadro 3.3 se presentan las características relativas a la estabilidad de algunos de estos componentes.

En los puentes de galgas semiconductoras se suele poner una resistencia de bajo coeficiente de temperatura en serie con cada conexión entre la fuente de tensión de alimentación y el puente. Entonces, dado que la resistencia de las galgas semiconductoras tiene un coeficiente de temperatura positivo, al aumentar la temperatura aumenta también la tensión efectiva aplicada al puente, y de esta forma se compensa la disminución de sensibilidad debida al coeficiente de temperatura negativo del efecto piezorresistivo. Esta solución es común en los sensores de presión integrados. Otra posibilidad es poner simplemente una resistencia en serie con un terminal de alimentación del puente y emplearla como sensor de temperatura (midiendo la caída de tensión en ella), y corrigiendo luego por programa.

Otro factor a considerar es la máxima corriente que puede dar la fuente de alimentación. En los generadores de tensión de referencia empleados comúnmente en la conversión A/D o D/A, la corriente máxima de salida no excede de unos 10 o 20 mA y la tensión de + 10 V, por lo que sólo se pueden alimentar directamente puentes de 500 Ω o de mayor resistencia. Si se requieren una tensión y/o corriente mayores debe amplificarse su salida, conservando su estabilidad. En la figura

Cuadro 3.3 Estabilidad de algunos componentes que ofrecen una tensión de salida constante.

Designación		LM399A	AD581L	LT1021A-10	MAX671C	REF10A	REF102CM
Salida (V/mA)		6,95/10	10/10	10/10	10/10	10/20	10/10
Derivas	Temporales (10 ⁻⁶ /1000 h)	20	25	15	50	50	5
	Térmicas (10 ⁻⁶ /K)	0,6	5	2	1	8,5	2,5
	Alimentación (10 ⁻⁶ /V)	10	50	4	50	100	100
	Carga (10 ⁻⁶ /mA)	3	50	25	1	800	10
	Ruido (0,1-10 Hz) (μV p-p)	6	40	6	50	30	5

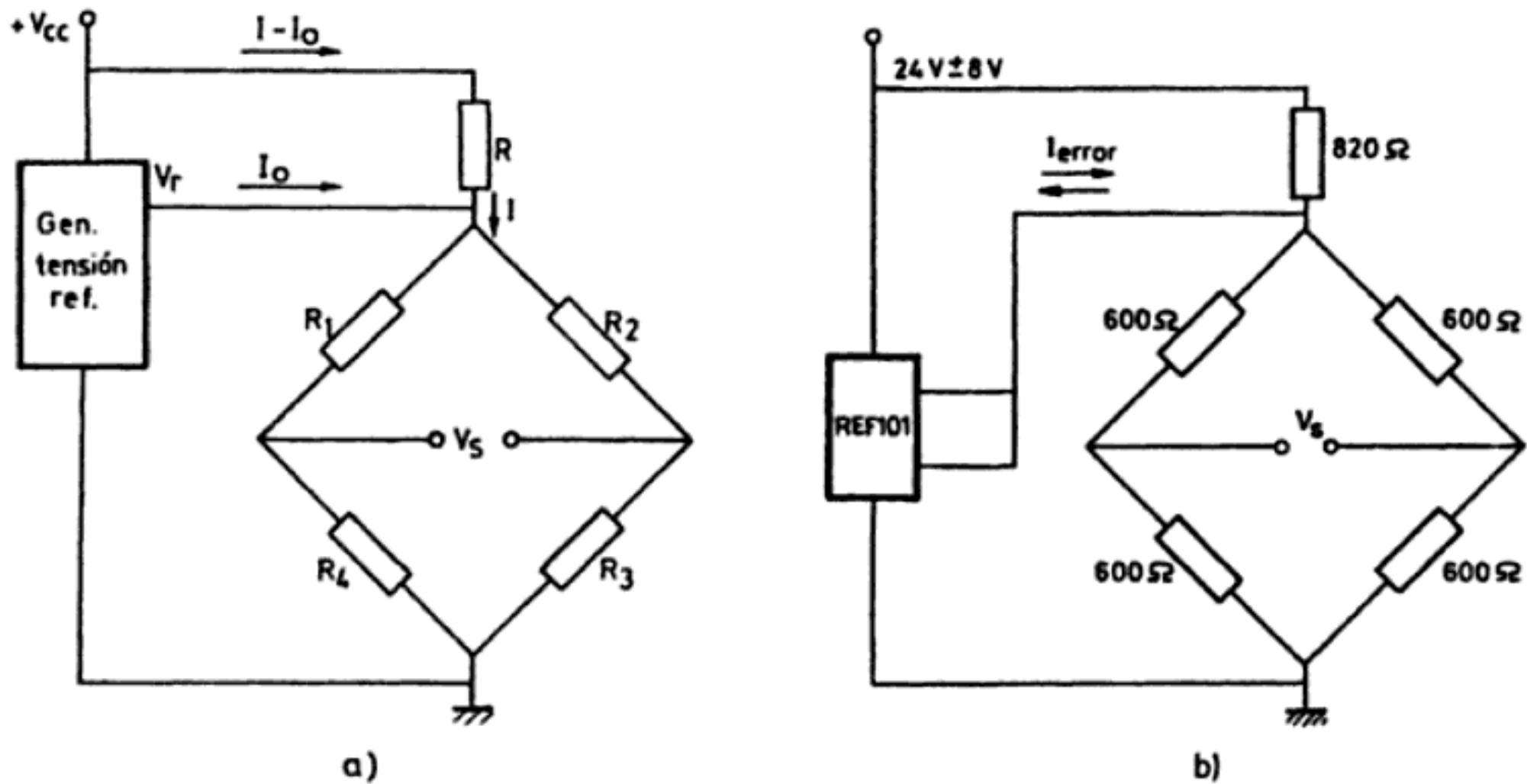


Figura 3.32 Alimentación de un puente de sensores con un generador de tensión de referencia. a) Empleo de una resistencia para alimentar puentes de baja impedancia. b) Alimentación remota con sólo tres hilos mediante detección de corriente (Documentación Burr-Brown).

3.32a se presenta un circuito que permite atacar un puente de baja impedancia sin exigir una fuente de tensión estabilizada y con alta corriente de salida. La mayor parte de la corriente del puente la suministra a través de R la alimentación menos estable, V_{cc} . Si el puente consume una corriente media I , máxima I_M y mínima I_m , y el regulador puede dar un máximo de I_{o+} y suministrar hasta I_{o-} , deberá cumplirse

$$R = \frac{V_{cc} - V_r}{I} \quad (4.18a)$$

$$I_M = I + I_{o+} \quad (4.18b)$$

$$I_m = I - I_{o-} \quad (4.18c)$$

Algunos generadores de tensión de referencia tienen $I_{o-} = 0$ (o alternatively, $I_{o+} = 0$).

La exigencia de una estabilidad elevada para la tensión de alimentación desaparece si la señal ofrecida por el puente se procesa posteriormente de forma que se divida por una tensión de referencia. Si se elige la misma tensión para hacer ambas funciones, sus posibles derivas se cancelan. A este tipo de medidas se las denomina ratiométricas o medidas por relación.

Este principio se puede aplicar, por ejemplo, cuando el circuito incluye un convertidor A/D, pues éste actúa como un divisor con salida digital (figura 3.33) —se «compara» la entrada con la tensión de referencia—. Si la tensión de alimentación del puente es alterna, se puede aplicar el mismo principio pero rectificando la señal aplicada al puente para convertirla en la tensión de referencia del convertidor

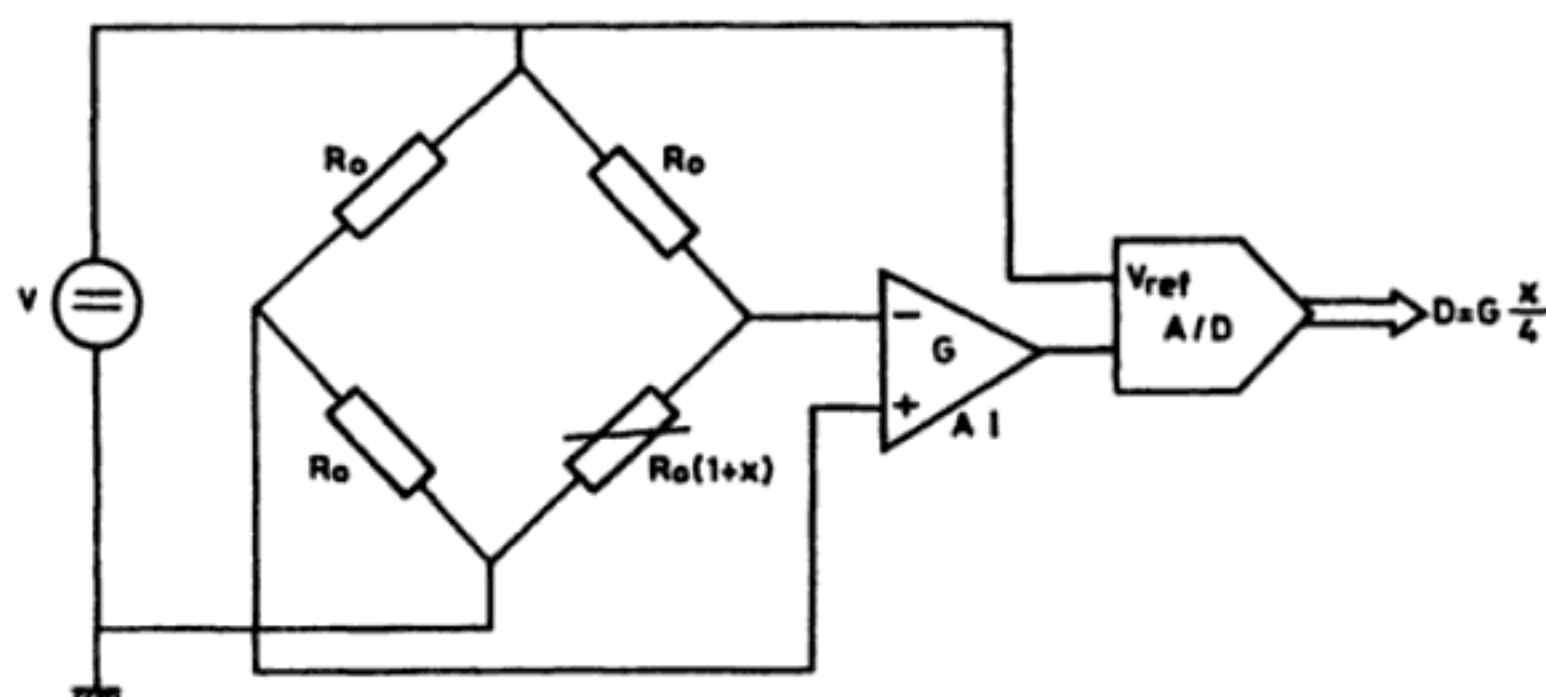


Figura 3.33 Medidas por relación empleando un convertidor A/D. La fuente de alimentación del puente no hace falta ahora que sea muy estable.

A/D. La tensión de alimentación del AI no tiene por qué ser muy estable, pues el amplificador tiene una capacidad de rechazar las posibles fluctuaciones que viene especificada por su PSRR (Power Supply Rejection Ratio).

Otro problema asociado con la alimentación surge cuando la situación remota del puente de medida y su baja resistencia requieren que se tenga en cuenta la resistencia propia de los cables de conexión. Si se alimenta el puente con corriente continua en vez de tensión este problema no se plantea, pero normalmente es más difícil tener una fuente de corriente estable que una de tensión. En [6] se analizan diversas fuentes de corriente de precisión diseñadas mediante amplificadores de tensión. Otra alternativa es emplear fuentes de corriente integradas (tipo REF200, Burr-Brown). Si se alimenta en tensión, la solución pasa por la aplicación del método de medida de cuatro hilos o conexión Kelvin, descrita en la figura 3.34.

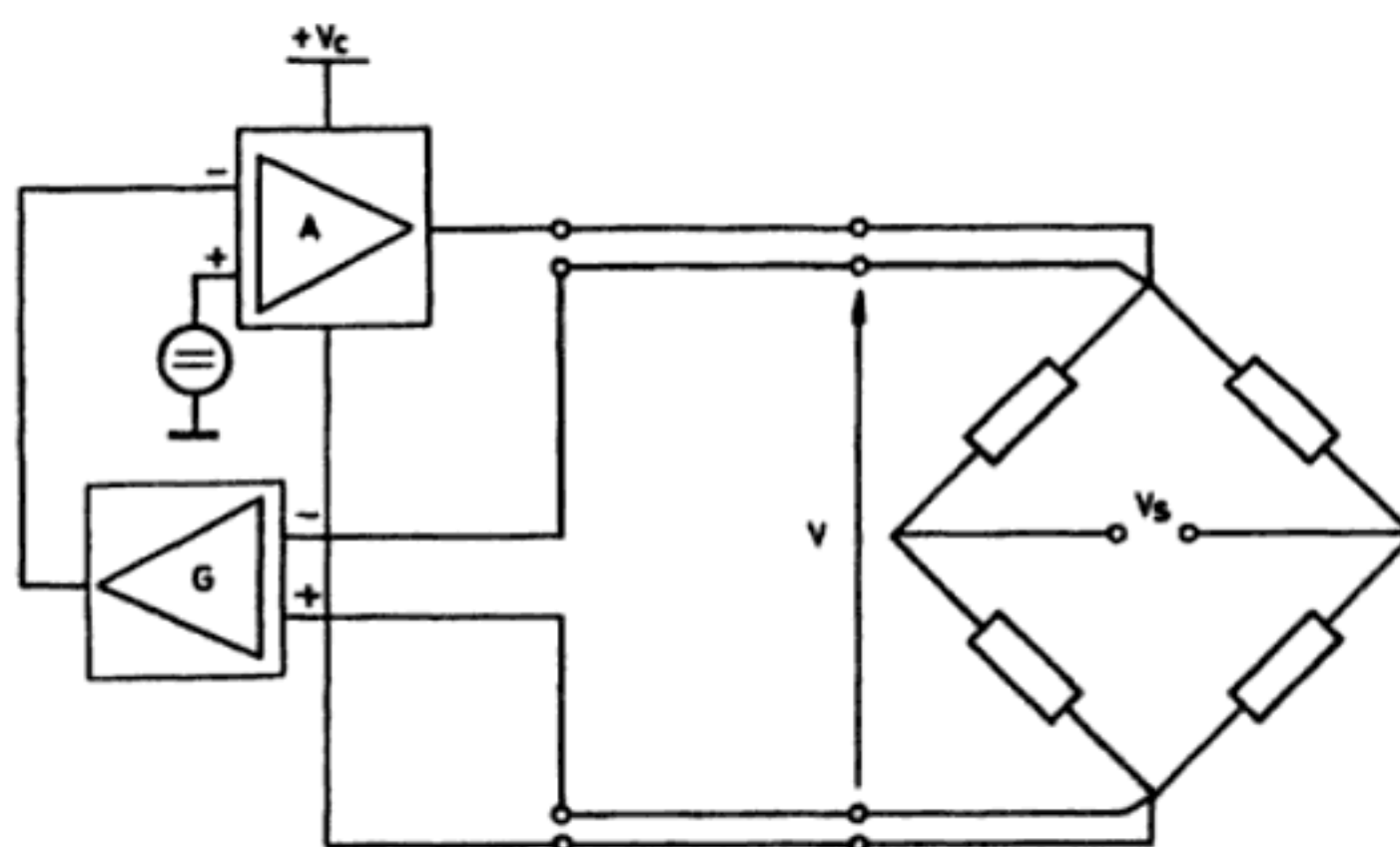


Figura 3.34 Método de medida a cuatro hilos para compensar la caída de tensión en los cables de alimentación de un puente remoto.

Consiste en aplicar la tensión con un par de hilos y con otro par distinto detectar la caída de tensión en bornes del puente, empleando esta tensión una vez amplificada (G) para ajustar el nivel de salida de la fuente por la acción de un comparador de muy alta ganancia (A). Hay que observar que con este sistema no se evita la caída de tensión en los hilos de alimentación, sino que sólo se logra que la tensión aplicada al puente sea la deseada. Por lo tanto, la fuente tendrá que dar esta tensión más la de caída en los cables. En el caso particular de generadores de tensión de referencia que acepten como señal de error una corriente, se puede realizar un circuito de este tipo con sólo tres hilos, como en la figura 3.32b.

Una última consideración, relativa a la alimentación, es la elección de una señal continua o alterna para esta función. Si se elige continua, los efectos termoeléctricos (apartado 6.1.1) que pueden aparecer en las uniones de metales distintos y las derivas propias de los amplificadores, que son en definitiva un ruido de baja frecuencia, obligan a cuidar la disposición física de los circuitos y limitan las posibilidades de elección del detector si se desea gran exactitud. Si se alimenta el puente en alterna, los pares termoeléctricos no afectan, pero pueden aparecer desequilibrios en el puente debidos a capacidades parásitas. Una galga pegada sobre una estructura metálica presenta, por ejemplo, una capacidad respecto a ésta de unos 100 pF. La impedancia de las capacidades parásitas influirá tanto más cuanto más alta sea la frecuencia, pero ésta no puede ser arbitrariamente baja si se trata de medir una variable dinámica, según se verá al tratar los puentes de alterna (capítulo 5). Si además resulta que el margen de medida pasa a través de cero, hay que añadir un demodulador de fase para conocer el signo de la señal de salida del puente. En consecuencia, no se suele alimentar en alterna, excepción hecha de los casos en que el tipo de detector disponible lo sugiera, o bien cuando interese el bajo ruido de los amplificadores de alterna y el rechazo de interferencias que ofrece la demodulación síncrona.

3.4.6 Alternativas para la detección en el puente de Wheatstone

El dispositivo a situar para la detección de la señal de salida de un puente de sensores está en función directa de la finalidad de la medida. Excluyendo los casos de telemida por tensión, corriente o frecuencia, para los que existen convertidores específicos, el resto de situaciones requieren o bien una presentación analógica inmediata o bien una conversión analógico-digital. En cualquier caso, el detector debe tener una impedancia de entrada adecuada —normalmente grande, pues se pretende medir la tensión de salida del puente— y una configuración de entrada compatible con las conexiones a tierra presentes en el conjunto alimentación- puente. En concreto, deberá ser diferencial si la alimentación del puente tiene un terminal puesto a masa.

Para una presentación analógica inmediata, la elección más simple es un galvanómetro. Éste es intrínsecamente diferencial, y en esto aventaja a cualquier otro detector. Pero su impedancia de entrada es media o baja y, además, es poco robusto para medidas industriales si debe ser a la vez sensible. También es excesivamente lento para medidas dinámicas, aparte de exigir que la alimentación sea con-

tinua en el caso general. Estos inconvenientes reducen su presencia en los sistemas de medida, pero son los dispositivos de indicación analógica por excelencia y, de hecho, eran la mejor solución cuando aún no se disponía de circuitos integrados.

Un osciloscopio puede ser la alternativa cuando se desee medir una señal dinámica, pues ofrecen normalmente, sin sonda, una resistencia de entrada de $1\text{ M}\Omega$, que puede ser suficiente. Pero debe tratarse de un modelo diferencial, salvo que la alimentación sea flotante y, además, se tengan pocas interferencias. Si a la vez se exige alta sensibilidad, su precio es considerable. La alternativa a los osciloscopios pueden ser los registradores galvanométricos y potenciométricos, pero en ambos casos se procede a una amplificación previa de la señal, por lo que pueden considerarse como una técnica particular de presentación de la señal una vez amplificada.

Tanto para una presentación digital inmediata como para una transmisión o cálculo digital, es necesario convertir la señal analógica de salida del puente en una señal digital. Si se utiliza un voltímetro digital, convencional o de panel, esta función es intrínseca al instrumento, que suele presentar una resistencia de entrada de $10\text{ M}\Omega$ o mayor. Pero, por su precio y escasa flexibilidad, la utilización de un subsistema de este tipo no siempre es la mejor solución.

Las técnicas de amplificación adecuadas para pasar de las señales del puente, que son de bajo nivel, a señales de 1 o 10 V, tal como requieren en su entrada los convertidores A/D convencionales, se describen en el apartado 3.5. Los efectos de las derivas y ruido de los AO se exponen en el capítulo 7. En las figuras 3.23 y 3.35 hay distintas alternativas para la amplificación y alimentación, y en [7] se dan los circuitos detallados para varias de ellas. En la figura 3.35a se emplea una fuente de alimentación puesta a tierra y un amplificador de instrumentación (AI). En la figura 3.35b la fuente es flotante y entonces el amplificador puede tener un terminal puesto a tierra; pero no se dispone de salida de referencia para medidas ratiométricas. En la figura 3.35c se emplea el método del condensador flotante (apartado 3.5.4). En la figura 3.35d hay una fuente de alimentación para el puente y otra para el amplificador; estas situaciones con dos masas distintas requieren normalmente un amplificador de aislamiento (apartado 3.6.4).

3.5 AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN

3.5.1 Amplificadores diferenciales

Dado que la mayor parte de los puentes de sensores se alimentan con una fuente de tensión o de corriente que tiene un terminal puesto a tierra, el amplificador conectado a su salida no puede tener ninguno de sus terminales de entrada puesto a tierra (figura 3.35a). Por razones que se verán luego, conviene, además, que la impedancia desde cada uno de los terminales de entrada del amplificador a tierra sea igual (y alta). A un amplificador con estas características se le denomina amplificador diferencial (AD).

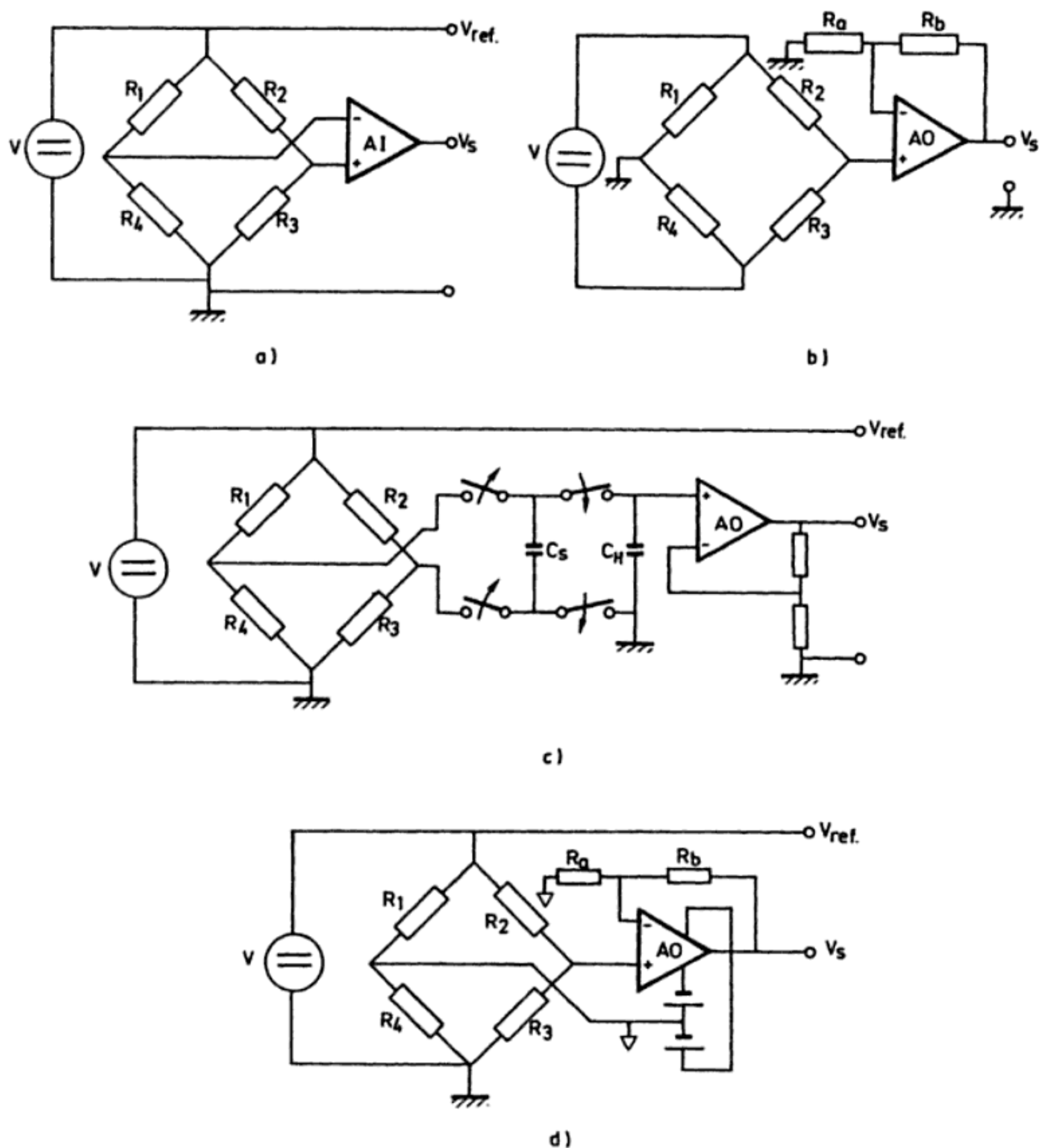


Figura 3.35 Alternativas para amplificación y alimentación de un puente de continua para sensores. *a)* Alimentación a masa y amplificador diferencial. *b)* Alimentación flotante y amplificador unipolar. *c)* Alimentación a masa y condensador flotante. *d)* Amplificador unipolar con alimentación flotante independiente.

Un circuito muy simple para realizar un AD es el de la figura 3.36. Si, en principio, se supone que el amplificador operacional es ideal ($V_1 = V_2$), la tensión de salida es

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} E_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} E_2 \quad (5.1)$$

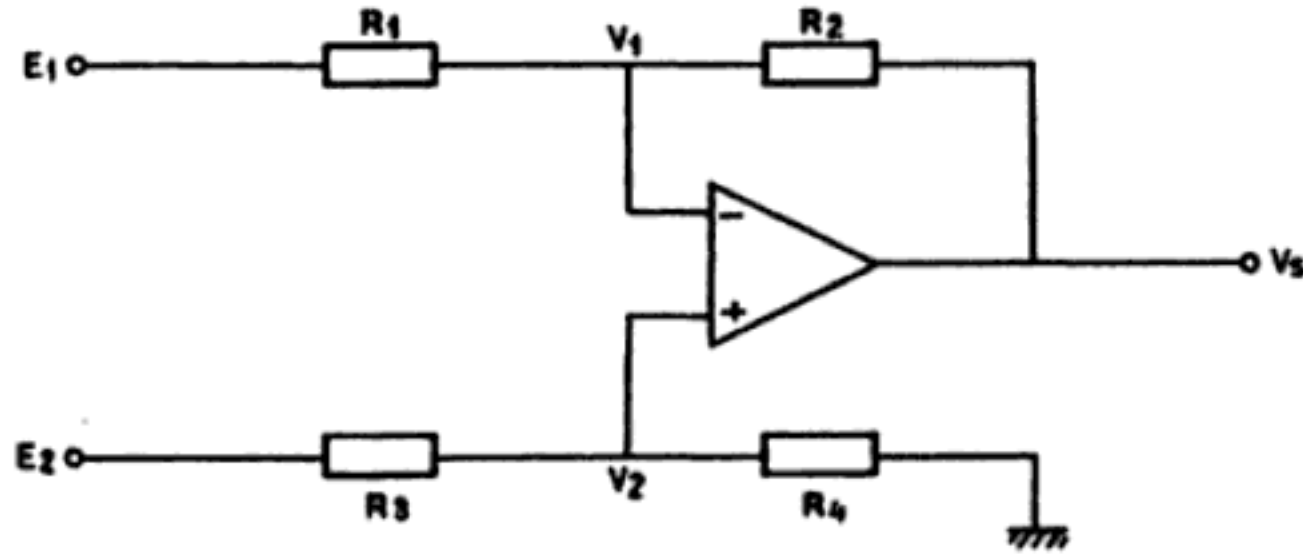


Figura 3.36 Amplificador diferencial simple basado en un único amplificador operacional.

Para reflejar las propiedades diferenciales del montaje, interesa expresar la salida en función de la tensión diferencial de entrada $E_d = E_2 - E_1$, y para ello basta hacer en (5.1) las sustituciones

$$E_d = E_2 - E_1 \quad (5.2)$$

$$E_c = \frac{E_1 + E_2}{2} \quad (5.3)$$

donde E_c es la denominada tensión en modo común. Sustituyendo (5.2) y (5.3) en (5.1) se obtiene una expresión con un factor que multiplica a E_c y otro que multiplica a E_d . Al primero se le denomina ganancia en modo común, G_c , y al segundo ganancia en modo diferencial, G_d . Es decir,

$$V_s = G_c E_c + G_d E_d \quad (5.4)$$

Sus expresiones respectivas son, para el circuito de la figura 3.36,

$$G_c = \frac{V_s}{E_c} \bigg|_{E_d=0} = \frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} \quad (5.5)$$

$$G_d = \frac{V_s}{E_d} \bigg|_{E_c=0} = \frac{1}{2} \left[\frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right] \quad (5.6)$$

Dado que en un AD interesa que sólo se amplifique la diferencia entre las tensiones de entrada, pero no la señal de modo común, para que esto suceda ($G_c = 0$), deberá cumplirse:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} = k \quad (5.7)$$

y entonces $V_s = k E_d$. Ahora bien, como el apareamiento que describe (5.7) es diff-

cil que se cumpla exactamente, la capacidad que posee el circuito de rechazar las señales de modo común no será infinita, sino que estará limitada. Su cuantía viene dada por el llamado factor de rechazo del modo común (CMRR, «Common Mode Rejection Ratio»), que es el cociente entre la ganancia en modo diferencial y la ganancia en modo común. En el caso considerado es:

$$\text{CMRR} = \frac{G_d}{G_c} = \frac{1}{2} \frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2 R_2 R_4}{R_1 R_4 - R_2 R_3} \quad (5.8)$$

Normalmente el CMRR se expresa en decibelios. Para ello hay que calcular el logaritmo decimal de la expresión anterior y multiplicar el resultado por 20.

Si en la figura 3.36 se considera que el AO no es ideal, hay que sustituirlo por el modelo de la figura 3.37, donde la ganancia en modo común del AO (A_c) se deduce de su hoja de características a partir del CMRR —del amplificador solo—. Para el clásico $\mu\text{A} 741$, por ejemplo, $A_d = 50.000$, como mínimo, en continua, y $\text{CMRR} = 70 \text{ dB}$, también como mínimo. Luego,

$$A_c = \frac{A_d}{10^{70/20}} = 15,8$$

Con este modelo para el AO, el estudio del circuito de la figura 3.36 es más engorroso, pero los pasos a realizar son los mismos que antes han llevado a las ecuaciones (5.1), (5.2), (5.3), y (5.4) si bien V_d y V_c se definen a partir de V_1 y V_2 . Afortunadamente, la expresión final, una vez simplificada y reordenada, conduce a una regla con formulación simple [15]

$$\frac{1}{\text{CMRR}_{\text{TOTAL}}} = \frac{1}{\text{CMRR}_R} + \frac{1}{\text{CMRR}_{\text{AO}}} \quad (5.9)$$

es decir, se combinan «en paralelo» (suma de recíprocos) el CMRR debido a las

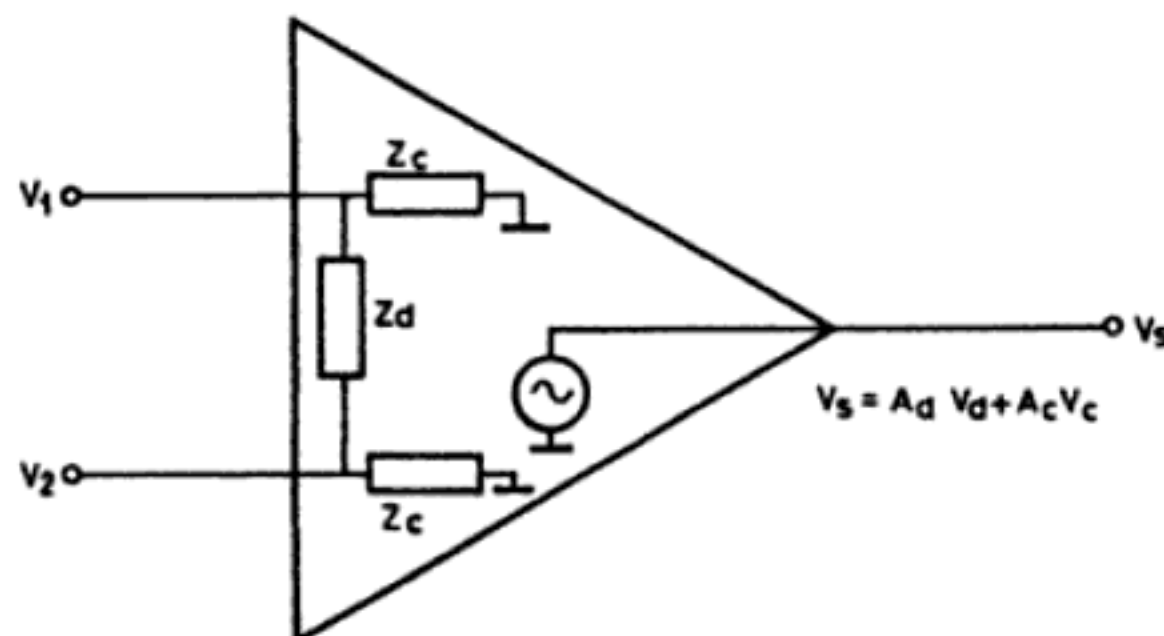


Figura 3.37 Modelo que refleja las propiedades diferenciales de un amplificador operacional real.

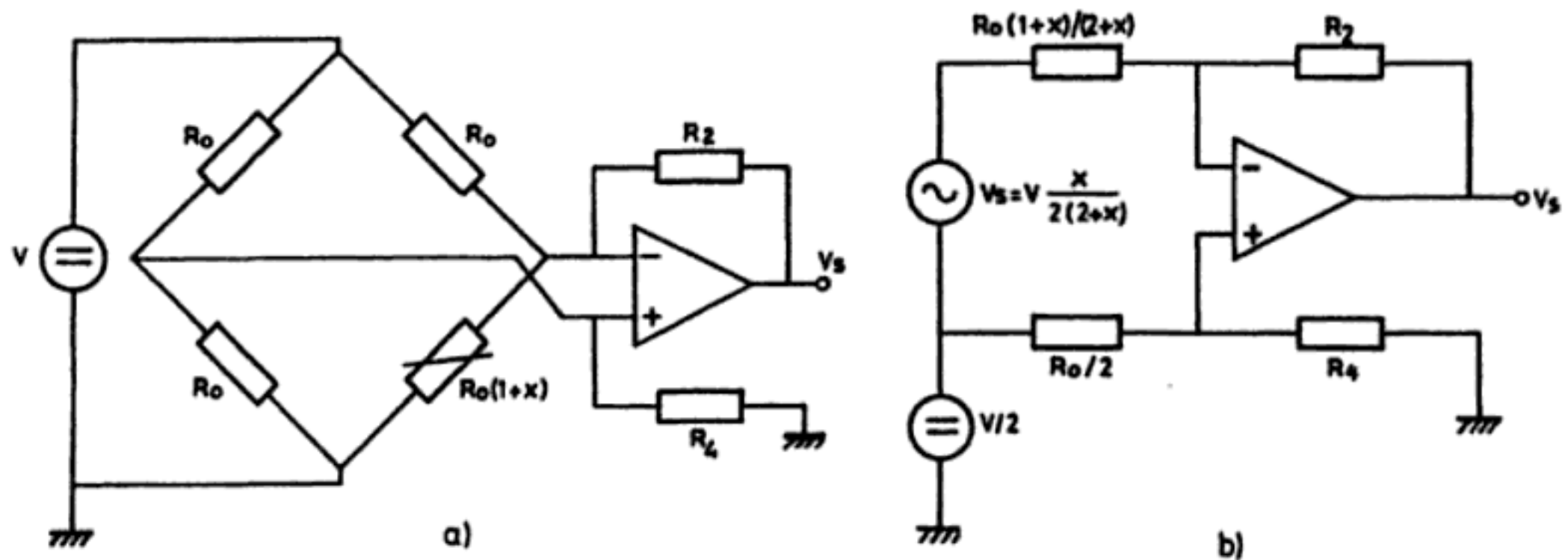


Figura 3.38 Amplificador diferencial incorporado a un puente de sensores y su circuito equivalente.

resistencias sólo, ecuación (5.8), con el del AO sólo (según dan sus hojas de características). El CMRR debe estar expresado como fracción, no en decibelios.

La aplicación de un circuito de este tipo a un puente de sensores puede hacerse de forma directa, siendo entonces E_1 y E_2 las tensiones de los terminales de salida del puente, o bien haciendo que las tensiones de estos últimos pasen a ser V_1 y V_2 (figura 3.38a).

En la figura 3.36 hay que notar que la resistencia de entrada es, con un AO ideal, R_1 para E_1 y $R_3 + R_4$ para E_2 , y esto lleva a valores muy grandes para R_2 y R_4 si se desean una resistencia de entrada y una ganancia elevadas. Una resistencia de entrada elevada es necesaria para reducir los efectos de carga en la medida de tensión. La ganancia elevada viene exigida por el reducido valor de la tensión de salida del puente, pues si bien es cierto que se pueden disponer varias etapas amplificadoras para lograr la tensión de fondo de escala adecuada al margen del convertidor, también sucede que los efectos de las derivas y del ruido de los amplificadores son tanto menores cuanto mayor sea la ganancia de las primeras etapas de la cadena de medida (ver el capítulo 7).

El circuito de la figura 3.38a se puede analizar con el circuito equivalente de la figura 3.38b. Para tener $V_s = 0$ cuando $x = 0$, hay que hacer $R_2 = R_4 (= R)$, y aplicando (5.8) se obtiene

$$\text{CMRR} = \frac{1}{2} \frac{\frac{1}{2} + \frac{1-x}{2+x} + \frac{2R}{R_0}}{\frac{x}{2(2+x)}} \quad (5.10)$$

y si $x \ll 1$,

$$\text{CMRR} \approx \frac{1 + 2R/R_0}{x/2} \quad (5.11)$$

Resulta, pues, que en este circuito el CMRR se deteriora tanto más cuanto más desequilibrado esté el puente. Si se desea una ganancia de 100 en modo diferencial, cuando $x = 0,01$, resulta un CMRR del orden de 86 dB. Por lo tanto, la ganancia en modo común, G_c , que se tiene es de alrededor de 5×10^{-3} . Para una tensión de alimentación del puente de 20 V, como la tensión en modo común es de $20/2 = 10$ V, esto impone una tensión de error de 50 mV a la salida sobre una señal de 5 V, aunque el AO sea ideal. Este error es proporcional a x y, por lo tanto, equivale a un error de ganancia. Si el valor de x es grande, entonces la salida es no lineal.

Tanto el circuito de la figura 3.38a como el de la figura 3.36 tienen además el inconveniente de que para cambiar la ganancia de modo diferencial hay que modificar dos resistencias, manteniendo a la vez el apareamiento exigido por la ecuación (5.7). Esta poca flexibilidad ha llevado al desarrollo de alternativas mejores, materializadas en circuitos denominados genéricamente amplificadores de instrumentación. No obstante, el interés del circuito de la figura 3.36 como bloque para el acondicionamiento de señales, ha llevado al desarrollo de AD integrados con CMRR > 90 dB en continua (tipo INA105, Burr-Brown).

3.5.2 Amplificador de instrumentación basado en dos AO

Se denomina amplificador de instrumentación a todo circuito que posea simultáneamente: alta impedancia de entrada; alto rechazo del modo común; ganancia estable que sea a la vez variable con una única resistencia y sin que se contrapongan directamente ganancia-ancho de banda (como sucede en un AO); tensión y corrientes de desequilibrio (offset) bajas y con pocas derivas; e impedancia de salida también baja. Comercialmente se dispone de circuitos integrados monolíticos, híbridos y modulares que cumplen estas condiciones. Estos dos últimos tienen una estructura que deriva de una de dos básicas, que se van a denominar «circuito con dos AO» y «circuito con tres AO».

El estudio de estos circuitos es de gran interés por cuanto se pueden realizar empleando componentes discretos, incluso de bajo coste, obteniéndose a veces prestaciones suficientes para muchas aplicaciones, con un coste de tiempo y dinero inferior al propio de los montajes comercializados.

La estructura de un AI realizado con dos AO es la de la figura 3.39. Si los AO se consideran ideales, y procediendo tal como se ha hecho antes con las ecuaciones (5.1), (5.2), (5.3) y (5.4), resulta que la condición necesaria para obtener un CMRR infinito es también la expresada por (5.7). La tensión de salida es

$$V_s = E_d \left(1 + k + \frac{R_2 + R_4}{R_g} \right) + V_{ref} \quad (5.12)$$

Luego, aunque también hay que aparear cuatro resistencias, aquí se puede variar la ganancia, sin afectar a su apareamiento, mediante R_g . Para obtener un ajuste fino de ganancia, R_2 se elige de forma que sea como máximo igual a R_2 (y R_4). No

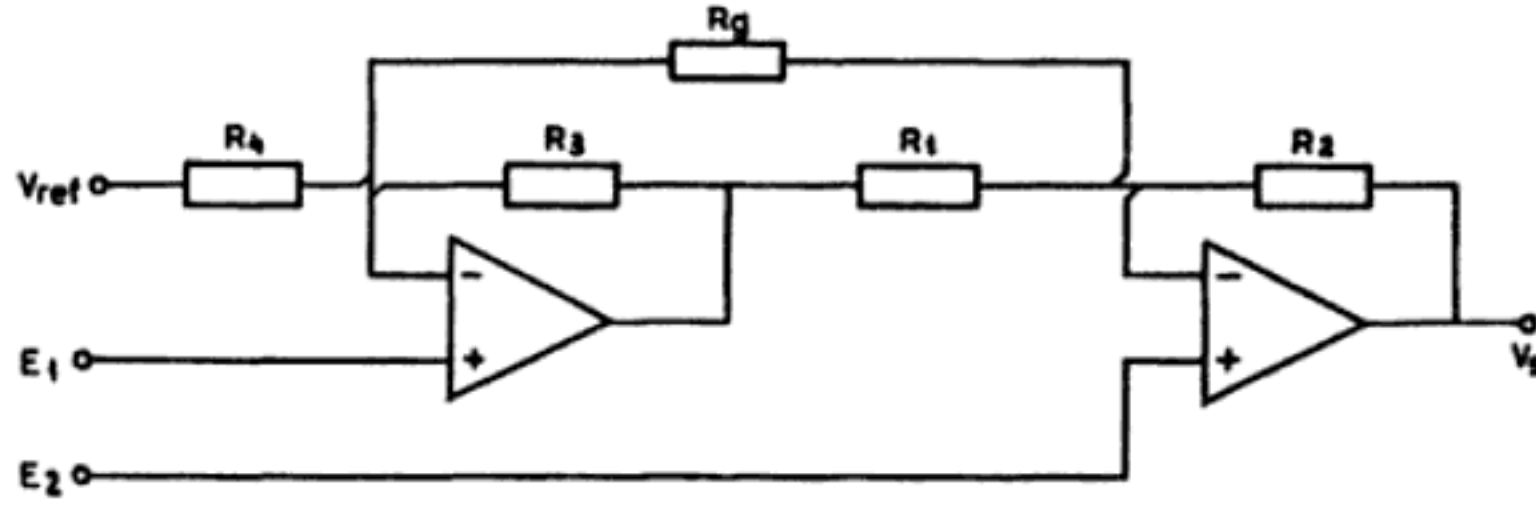


Figura 3.39 Amplificador de instrumentación realizado mediante dos amplificadores operacionales.

obstante, el ajuste del CMRR a más de 10 Hz es difícil porque los dos caminos de la señal son muy asimétricos. Además, no se puede tener ganancia unidad. Una precaución a tomar con este circuito es evitar la saturación del primer AO si la señal de modo común es elevada. Para evitarla es necesario que se cumpla

$$\left(|E_c| + \left| \frac{E_d}{2} \right| \right) \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) < V_{\text{saturación}} \quad (5.13)$$

Por lo tanto, para ganancias pequeñas (R_2 y R_4 pequeñas en la ecuación 5.12) es cuando hay más riesgo de saturación.

3.5.3 Amplificador de instrumentación basado en tres AO

El circuito de la figura 3.40 es el esquema clásico para la realización de un AI. Su análisis, si se consideran ideales los tres AO, lleva a

$$\frac{V_A - E_1}{R_1} = \frac{E_1 - E_2}{R_2} = \frac{E_2 - V_B}{R_3} \quad (5.14)$$

$$\frac{V_B - V_C}{R_6} = \frac{V_C}{R_7} \quad (5.15)$$

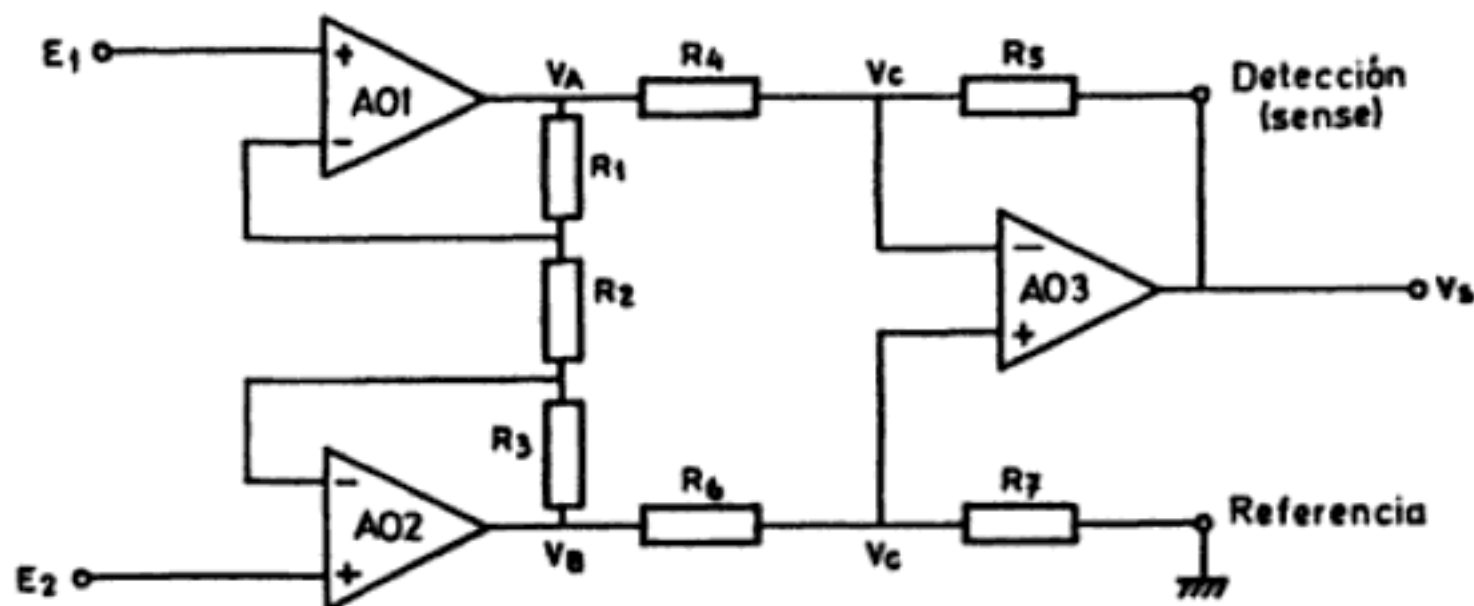


Figura 3.40 Amplificador de instrumentación realizado mediante tres amplificadores operacionales.

$$\frac{V_A - V_C}{R_4} = \frac{V_C - V_s}{R_5} \quad (5.16)$$

Si en las ecuaciones anteriores se eliminan V_A , V_B y V_C , se obtiene

$$\begin{aligned} V_s = & -E_1 \left(\frac{R_3}{R_2} \frac{R_7}{R_7 + R_6} \frac{R_4 + R_5}{R_4} + \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{R_5}{R_4} \right) + \\ & + E_2 \left(\frac{R_7}{R_2} \frac{R_2 + R_3}{R_7 + R_6} \frac{R_4 + R_5}{R_4} + \frac{R_1}{R_2} \frac{R_5}{R_4} \right) \end{aligned} \quad (5.17)$$

Si de nuevo se consideran las señales en modo diferencial y en modo común, ecuaciones (5.2) y (5.3), la expresión anterior se transforma en

$$\begin{aligned} V_s = & -E_d \left[\frac{1 + R_5/R_4}{1 + R_6/R_7} \left(\frac{R_3}{R_2} + \frac{1}{2} \right) + \frac{R_5}{R_4} \left(\frac{1}{2} + \frac{R_1}{R_2} \right) \right] + \\ & + E_c \left[\frac{1 - R_6 R_5 / R_7 R_4}{1 + R_6 / R_7} \right] \end{aligned} \quad (5.18)$$

De aquí se deduce que el rechazo del modo común es máximo cuando

$$\frac{R_5}{R_4} = \frac{R_7}{R_6} = k \quad (5.19)$$

Si además se cumple $2R_1/R_2 = 2R_3/R_2 = G$, en el caso anterior se tiene

$$G_d = k(1 + G) \quad (5.20)$$

Esto pone de relieve que con R_2 se puede variar la ganancia de modo diferencial (aunque no linealmente), sin afectar al CMRR.

La posibilidad de saturación de los amplificadores de la primera etapa viene determinada por una condición distinta a la del circuito con dos AO. La señal en modo común presente a la entrada pasa a la etapa siguiente con ganancia unidad según se deduce de las expresiones de V_A y V_B

$$V_A = -\frac{E_d}{2} (1 + G) + E_c \quad (5.21)$$

$$V_B = +\frac{E_d}{2} (1 + G) + E_c \quad (5.22)$$

Por lo tanto, E_c puede ser alta sin peligro de saturación, siempre y cuando V_A y V_B se mantengan inferiores a la tensión de saturación del AO.

En la práctica, ni el apareamiento de las resistencias será perfecto, ni los AO ideales. Esto apenas repercute en la impedancia de entrada, que mantiene un valor alto tanto en modo diferencial como en modo común. En cambio, el CMRR viene afectado por el apareamiento de los AO de entrada, el apareamiento de las resistencias de la etapa diferencial y el CMRR del AO que figura en modo diferencial. Análogamente a lo expresado por (5.9), la combinación de estos factores se hace sumando los recíprocos [15]

$$\frac{1}{\text{CMRR}_{\text{TOTAL}}} = -\frac{1}{\text{CMRR}_1} + \frac{1}{\text{CMRR}_2} + \frac{1}{G+1} \left(\frac{1}{\text{CMRR}_3} + \frac{1}{\text{CMRR}_R} \right) \quad (5.23)$$

donde los subíndices 1 y 2 se refieren a los AO de entrada y el 3 al AO de la segunda etapa. El desapareamiento de las resistencias se valora mediante

$$\text{CMRR}_R = \frac{1}{2} \frac{R_4 R_7 + R_5 R_6 + 2 R_5 R_7}{R_4 R_7 - R_5 R_6} \quad (5.24)$$

De (5.23) se deduce que es mejor emplear un AO doble en la etapa de entrada que dos unidades individuales, pues de este modo es más probable tener $\text{CMRR}_1 = \text{CMRR}_2$, con lo que aumenta el CMRR total.

El efecto de la tolerancia de las resistencias puede analizarse mediante (5.24). Si se supone que todas las resistencias tienen una tolerancia α , el peor caso será cuando el denominador de (5.24) sea máximo, caso que corresponde a la situación $R_4 = R(1 + \alpha)$, $R_7 = kR(1 + \alpha)$, $R_5 = kR(1 - \alpha)$, $R_6 = R(1 - \alpha)$. Se obtiene así

$$\text{CMRR}_R = \frac{1}{2} \frac{2 + 2\alpha^2 + 2k(1 - \alpha^2)}{4\alpha} \quad (5.25)$$

y si $\alpha \ll 1$,

$$\text{CMRR}_R \approx \frac{k+1}{4\alpha} \quad (5.26)$$

Ejemplo. Para una ganancia en modo diferencial de 1000, y resistencias con una tolerancia del 5%, ¿cómo influye el valor de G y k en el máximo CMRR que se puede lograr?

De acuerdo con (5.20), $1000 = k(G+1)$

Si se consideran ideales los tres AO, de (5.23) y (5.26) se deduce

$$\text{CMRR}_{\text{TOTAL}} = (G+1)(k+1)/4\alpha \quad (5.27)$$

Por lo tanto, $\text{CMRR}_{\text{TOTAL}} = 1000(k+1)/0,2k = 5000(k+1)/k$. Si $k=1$, se obtienen 80 dB; si $k=10$, se obtienen unos 74 dB. Lo mejor es, pues, emplear una ganancia elevada en la primera etapa, si no lo desaconsejan otros factores (derivadas, ruido).

Para no tener que emplear resistencias de muy baja tolerancia, si se desea un CMRR elevado, una de las cuatro resistencias de la etapa diferencial, en general R_7 , suele ser ajustable. Otra opción es emplear componentes que incluyen toda la etapa diferencial, es decir, tanto el AO como las resistencias. Es el caso, por ejemplo, de los INA105, INA117 y 3627 de Burr-Brown. Estos componentes pueden utilizarse para otras aplicaciones distintas, de tipo diferencial o no, pues tienen accesible un terminal de los dos de cada una de las resistencias que incorporan [9].

Si R_7 es ajustable, para tener un ajuste fino interesa conectar en serie una resistencia fija R_7' y un potenciómetro R_7'' , cuyos valores deben elegirse de forma que se garantice el cumplimiento de (5.19) a pesar de las tolerancias. Si los valores nominales de R_4 y R_6 se eligen iguales, $R_{40} = R_{60}$, y las resistencias tienen una tolerancia α , entonces el valor nominal de R_7 debe cumplir

$$R_{70} = R_{50} \frac{(1 \pm \alpha)^2}{(1 \pm \alpha)^2} \quad (5.28a)$$

Por lo tanto, R_7' debe ser el valor mínimo necesario,

$$R_7' = R_{50} \frac{(1 - \alpha)^2}{(1 + \alpha)^2} \quad (5.28b)$$

y R_7'' debe ser suficientemente grande para garantizar que R_7 alcanzará el valor máximo necesario,

$$R_7'' = R_{50} \frac{(1 + \alpha)^2}{(1 - \alpha)^2} - R_7' \quad (5.28c)$$

Analizando (5.23) y (5.24) se observa que una R_7 ajustable permite conseguir algo más que el mero cumplimiento de (5.19). Si en (5.23), CMRR_R tiene el signo y valor adecuados, se puede lograr que a baja frecuencia el término de la derecha de (5.23) sea nulo, que equivale a un $\text{CMRR}_{\text{TOTAL}}$ infinito. Esto significa que al ajustar R_7 el punto óptimo no es realmente el que hace que se cumpla (5.19) y, por lo tanto, CMRR_R sea infinito. El valor óptimo de R_7 es aquel que compensa no sólo la tolerancia de las resistencias, sino también el CMRR finito de los AO.

Ahora bien, el CMRR de los AO no es constante sino que decrece cuando la frecuencia excede un cierto valor. Un modelo para este comportamiento es

$$\text{CMRR}_{\text{AO}} = \text{CMRR}_{\text{AO}}(0) \frac{\omega_r}{s + \omega_r} \quad (5.29)$$

donde $\text{CMRR}_{\text{AO}}(0)$ es el CMRR a baja frecuencia. Por otra parte, según (5.24), el valor de CMRR_R es constante con la frecuencia. Si para simplificar suponemos en (5.23) $\text{CMRR}_1 = \text{CMRR}_2$ y $G = 0$, entonces si al ajustar R_7 hacemos $\text{CMRR}_R = -\text{CMRR}_{\text{AO}}(0)$, obtendremos

$$\text{CMRR}_{\text{TOTAL}} = \text{CMRR}_{\text{AO}}(0) \frac{\omega_r}{s} \quad (5.30)$$

Es decir, a frecuencias angulares inferiores a ω_r obtenemos para el AI un CMRR mayor que el del AO3, mientras que a frecuencias mayores que ω_r el CMRR decrece a razón de 20 dB/década y tiene una fase de 90°.

Si el AI se precede de otra etapa, el CMRR efectivo del conjunto se puede degradar si la función de transferencia de los dos caminos de la señal diferencial no son iguales y si la impedancia de entrada en modo común no es mucho mayor que el desequilibrio de impedancias entre los dos caminos ([8], apartado 3.2.3.1). Si, por ejemplo, se pone un filtro de paso bajo de primer orden entre cada salida del puente y cada entrada del AI, las dos constantes de tiempo deben ser iguales.

En la elección de los dos AO de entrada, si se desea realizar el circuito de la figura 3.40 mediante componentes discretos, hay que tener en cuenta que, en general, los AO con entrada bipolar tienen mayor linealidad, menor tensión de desequilibrio y menores derivas que los AO con entrada FET. Éstos, en cambio, tienen menores corrientes de polarización y mayor resistencia de entrada. Por otra parte, las entradas FET hay que protegerlas normalmente con una resistencia serie que limite la corriente si los diodos de aislamiento (base-sustrato) quedaran polarizados directamente. En cualquier caso, es interesante que estos dos AO estén apareados tanto en su CMRR, expresión (5.23), como en su tensión de desequilibrio. Esto último se justifica a partir de (5.21) y (5.22) si se reconsideran cuando se tiene en cuenta la tensión de desequilibrio de cada AO. Es fácil obtener entonces que su contribución a la salida, junto con la del AO de la etapa diferencial, es

$$V_s|_0 = (V_{02} - V_{01})k(G + 1) + V_{03}(k + 1) \quad (5.31)$$

Debido a esta dependencia entre V_{s0} , k y G , en los AI es común especificar por separado el desequilibrio de entrada (etapa con dos AO) y el desequilibrio de salida (etapa con un AO) (apartado 7.1.4).

Los AI integrados que responden a la estructura de la figura 3.40 son numerosos. Entre ellos están los INA101, INA104, e INA110 de Burr-Brown y el AD524 de Analog Devices. Con estos componentes se obtiene fácilmente un CMRR de 90 dB, a 50 Hz y para ganancia de modo diferencial 1.

Esta estructura basada en tres AO es la más popular, y algunos fabricantes incluso la ofrecen incorporando una red de resistencias, a veces seleccionable digitalmente, para hacer las veces de R_2 y así poder cambiar el valor de la ganancia mediante control digital desde el Sistema de Adquisición de Datos. Constituyen entonces un amplificador de ganancia programable ([8], apartado 5.2.1).

El terminal designado como «Referencia» en la figura 3.40, suele ser accesible. De esta forma, el nivel de tensión de referencia de la salida se puede desplazar según convenga. El terminal designado como «Detección (sense)» a veces también es accesible; se puede conectar entonces al punto en el que interese mantener un nivel de tensión deseado. Si se conecta directamente a la salida, la tensión en un punto alejado diferirá de V_s en la caída de tensión en el conductor entre dicho

punto y la salida del AI. Si, en cambio, el terminal de detección se conecta al punto remoto, por acción de la realimentación será la tensión en dicho punto la que valdrá V_s .

Si la ganancia en modo diferencial que ofrece un solo AI no es suficiente, se puede preceder el circuito de la figura 3.40 por otra etapa con entrada y salida diferenciales, formada por dos AO dispuestos como lo están AO1 y AO2. De esta forma aumenta el CMRR total del circuito [19]. Si, en cambio, se dispone después de AO3 un simple amplificador con entrada y salida unipolares, la ganancia de esta etapa no mejora el CMRR.

Si en la figura 3.40 se considera que los AO tienen una respuesta frecuencial determinada por un polo

$$A(s) = \frac{A_0 \omega_0}{s + \omega_0} = \frac{\omega_t}{s + \omega_0} \quad (5.32)$$

y si en (5.19) $k = 1$, entonces la función de transferencia completa es

$$H(s) = \frac{V_s}{E_2 - E_1} = (G + 1) \frac{1}{2(G + 1)s^2\tau^2 + (G + 3)s\tau + 1} \quad (5.33)$$

donde $\tau = 1/\omega_t$. Esto significa que ni la ganancia ni la fase mantienen los valores que tenían a baja frecuencia (H_0 , $\arg \{H_0\}$). Podemos hablar, pues, de errores de módulo ε_H , y fase ε_ϕ ,

$$|H(s)| = H_0 [1 - \varepsilon_H(s)] \quad (5.34a)$$

$$\arg \{H(s)\} = \arg \{H_0\} + \varepsilon_\phi(s) \quad (5.34b)$$

Aplicando estas definiciones a (5.33) se obtiene,

$$\varepsilon_H(s) \approx \frac{(G + 1)^2 + 4}{2!} \omega^2 \tau^2 \quad (5.35a)$$

$$\varepsilon_\phi(s) \approx - (G + 3) \omega \tau \quad (5.35b)$$

Es decir, el error de fase aumenta linealmente con $\omega\tau$ y el error de ganancia aumenta cuadráticamente con $\omega\tau$.

El circuito de la figura 3.41 permite reducir los dos errores anteriores [16]. Si se supone $R_9/R_8 = R_9/R_8 = F$, y que la respuesta de los AO es (5.32), la función de transferencia es ahora

$$H(s) = \frac{V_s}{E_2 - E_1} =$$

$$= (G + 1) \frac{1 + (F + 1) s\tau}{2(G + 1)(F + 1)s^3\tau^3 + (G + 1)(F + 1)s^2\tau^2 + (G + 3)s\tau + 1} \quad (5.36)$$

Los valores de F que hacen lo más planos posible el módulo y la fase de la respuesta son, respectivamente,

$$F_m = -(G + 2) + [2(G + 1)^2 + 4]^{1/2} \quad (5.37a)$$

$$F_\phi = G + 2 \quad (5.37b)$$

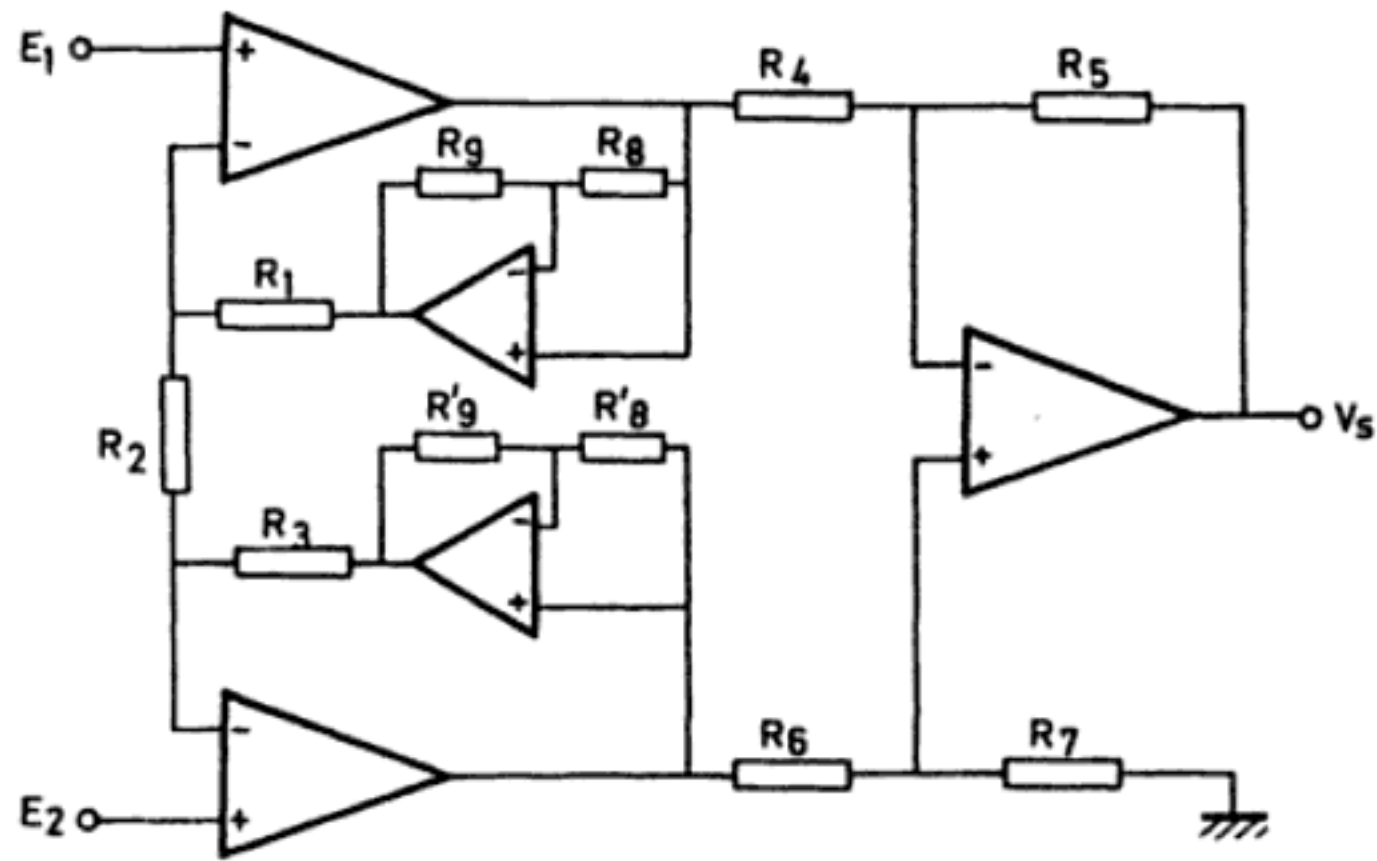


Figura 3.41 Amplificador de instrumentación que reduce los errores de módulo y fase respecto al clásico de tres AO.

Las expresiones respectivas, aproximadas, de los errores son

$$\varepsilon_H(s) \approx \frac{G}{2} [3(G + 1)^2 - 2[(G + 1)^2 + 4] [2(G + 1)^2 + 4]^{1/2} + 16(G + 1)] \omega^4 \tau^4 \quad (5.38a)$$

$$\varepsilon_\phi(s) \approx -(G + 1)(G + 3) \omega^3 \tau^3 \quad (5.38b)$$

Es decir, el error de fase aumenta ahora con el cubo de $\omega\tau$ y el error de ganancia aumenta con la cuarta potencia de $\omega\tau$. A efectos prácticos, esto significa que si los cinco AO son iguales, la zona de funcionamiento aceptable para el AI es una década mayor que en el caso de tres AO. Esta técnica no puede aplicarse, sin embargo, con AO que tengan polos adicionales a frecuencias relativamente bajas, para los que deja de ser válida (5.32).

3.5.4 Amplificadores de instrumentación monolíticos

Las técnicas de integración monolítica permiten reducir el coste de producción respecto a los circuitos híbridos y modulares. Sin embargo, los AO están pensados como bloques funcionales individuales y, cuando se conectan para formar un AI, parte de sus prestaciones son redundantes. Por ello en AI monolíticos se prefieren estructuras más simples que las de las figuras 3.39 y 3.40, y que ocupen menos área de silicio. Además, dado que el apareamiento de resistencias integradas es caro, se prefiere que el CMRR dependa del apareamiento de fuentes de corriente. Son modelos de este tipo el AD624 y AMP01 (Analog Devices) y el LM363 (National Semiconductor). El INA101 (Burr-Brown) integra, en cambio, la estructura de tres AO y los LTC1100 y LT1101/2 (Linear Technology) integran la estructura de dos AO. Las derivas con el tiempo y la temperatura, las tensiones de desequilibrio y de ruido, y el consumo de los AI monolíticos son menores que los de algunos modelos híbridos de generaciones anteriores.

Otra estructura susceptible de integración monolítica es la de condensador flotante de la figura 3.35c. Consiste en cargar C_s a la tensión V_s y luego desconectar C_s de la salida del puente y conectarlo a la entrada del amplificador (unipolar), en paralelo con C_H . Normalmente se toma $C_s = C_H = 1 \mu\text{F}$. Dado que C_s queda cargado sólo a la diferencia de tensiones de salida, independientemente de las tensiones de modo común en cada terminal, el CMRR es muy elevado ($> 120 \text{ dB}$ a 50 Hz). Los interruptores deben funcionar en contrafase y al unísono dos a dos. C_H retiene la tensión a la entrada del AI mientras C_s se conecta de nuevo a la salida del puente. El LTC1043 integra los cuatro interruptores y el reloj que los gobierna.

3.6 INTERFERENCIAS

3.6.1 Tipos de interferencias y su reducción

Las interferencias se han definido en el apartado 1.3.1 como las señales que afectan al sistema de medida como consecuencia del principio de medida empleado. Aquí, donde se está considerando el acondicionamiento de señal con medios electrónicos, serán propiamente interferencias todas las señales eléctricas, de origen externo al sistema o circuito considerado, que estén presentes a su salida. El problema de las interferencias no es exclusivo de los sistemas electrónicos de medida, sino que también se presenta en sistemas con otras funciones. En [10] hay una recopilación de datos, casos y soluciones, en [11] hay un excelente tratamiento del problema general, mientras que [12] se centra en situaciones relativas a circuitos de medida.

La reducción de las interferencias se realiza aplicando técnicas que dependen del modo como se acoplen las señales indeseadas al circuito o sistema en cuestión. Se habla así de interferencias resistivas, capacitivas e inductivas, cuando el modo de acoplamiento es, respectivamente, una impedancia común, un campo eléctrico o un campo magnético.

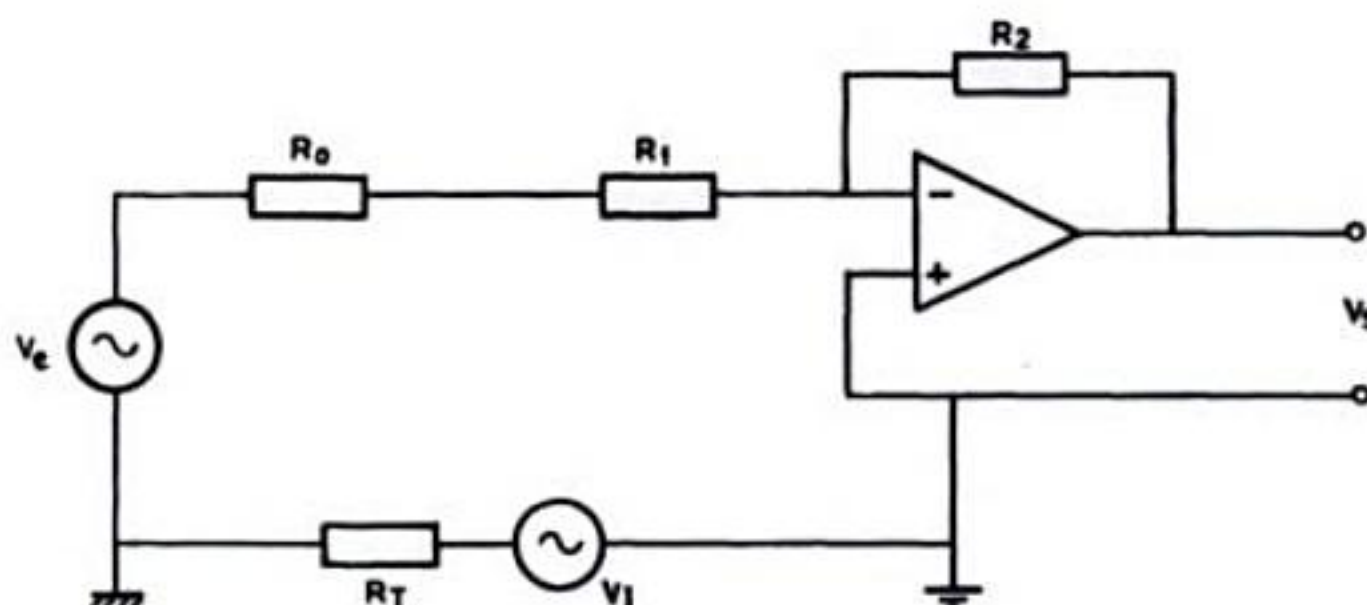


Figura 3.42 Interferencia resistiva debida a la caída de tensión provocada por corrientes parásitas entre dos puntos de referencia físicamente alejados.

En el circuito de la figura 3.42 se presenta un caso muy simple de interferencia resistiva. Se trata de la medida de una señal que está referida a un punto físicamente alejado del punto de referencia del amplificador, por lo que se ha representado con un símbolo distinto. Dichos puntos pueden estar, por ejemplo, conectados a tierra en las zonas respectivas, y es bien conocido que por el hecho de emplear la tierra como camino de retorno de las corrientes de fugas de los equipos electrónicos, entre dos tomas de tierra distintas existe siempre una diferencia de potencial. En una instalación industrial, tensiones de 1 a 2 V es lo mínimo que cabe esperar. En un circuito impreso, la impedancia de las pistas puede ser fuente de interferencia resistiva.

Ejemplo. Dos puntos de masa de un determinado circuito impreso están conectados por una pista de sección rectangular de 0,5 mm de ancho, 30 μm de espesor y 1 cm de longitud. La impedancia de dicha pista resulta ser $Z = 11 \text{ m}\Omega + j\omega 8,4 \text{ nH}$. Calcular la diferencia de potencial entre los dos puntos cuando la línea de masa es común con un circuito CMOS que funciona a 100 kHz y que en 2 ns conmuta 5 V sobre una carga de 50 pF. A 100 kHz la impedancia de la pista será

$$Z = 0,011 + j2\pi \times 10^5 \times 8,4 \times 10^{-9} = 0,011 + j 5,3 \times 10^{-3} \Omega$$

$$|Z| \approx 11 \text{ m}\Omega$$

La corriente debida a la conmutación será

$$I \approx C \frac{dV}{dt} = C \frac{\Delta V}{\Delta t} = 50 \text{ pF} \frac{5 \text{ V}}{2 \text{ ns}} = 125 \text{ mA}$$

La tensión de interferencia aproximada es

$$V_i \approx I Z = (125 \text{ mA}) \times (11 \text{ m}\Omega) = 1,4 \text{ mV}$$

La utilización de un amplificador diferencial de la forma indicada en la figura 3.43, permite resolver el problema si el rechazo del modo común total obtenido

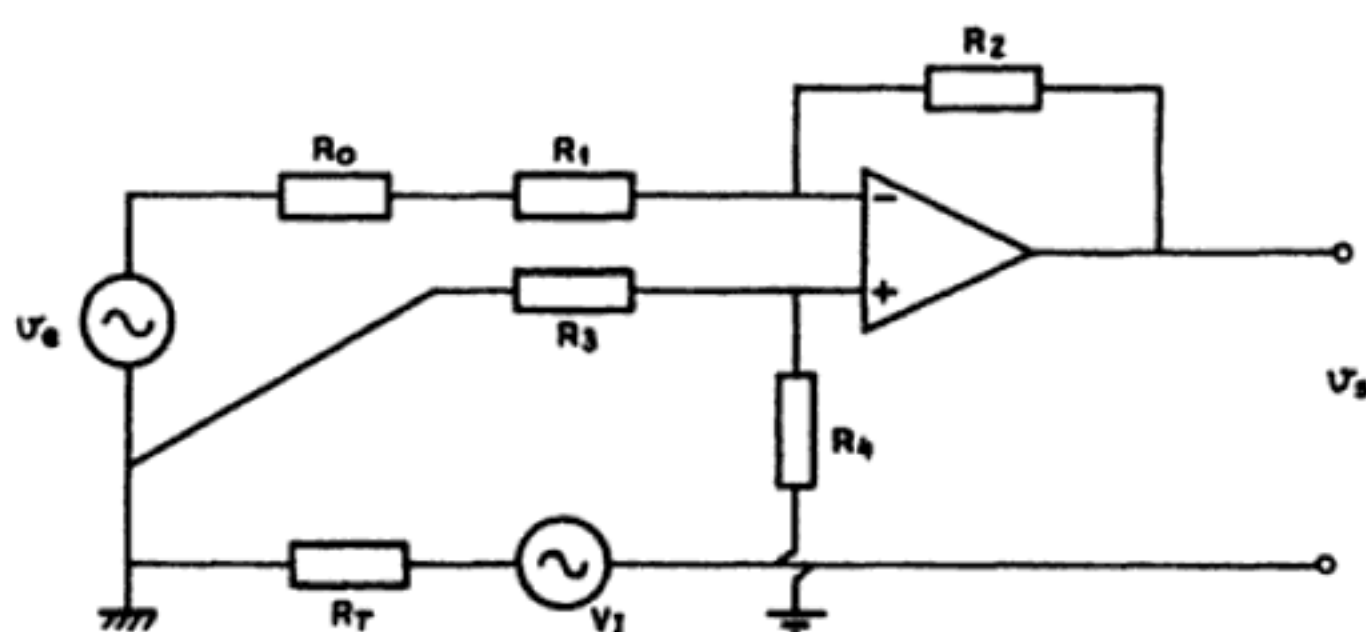


Figura 3.43 Reducción de una interferencia resistiva mediante el empleo de un amplificador diferencial.

reduce la interferencia presente a la salida por debajo del nivel deseado. Se supone, obviamente, que la tensión en modo común presente en los terminales de entrada del AO debido a V_1 no excede el nivel máximo permitido. En [13] se describe el empleo de los AI para esta aplicación.

No obstante, puede suceder que el CMRR sea insuficiente, que la tensión en modo común sea excesiva, o simplemente que además del amplificador de entrada se tengan otros circuitos conectados a la misma referencia. Todas estas situaciones requieren el empleo de técnicas adicionales que se verán en los apartados siguientes.

La figura 3.44 representa, de forma genérica, el problema del acoplamiento capacitivo [11]. Dado que dos conductores cualesquiera constituyen un condensador, si uno de ellos está a un cierto potencial respecto a un tercer conductor (en el caso de la figura, un plano de masa), el segundo conductor alcanza también un potencial respecto al tercero.

Con la notación de la figura 3.44, la caída de tensión en la resistencia equivalente R que presenta el circuito que sufre la interferencia debida a la tensión V_1 , es

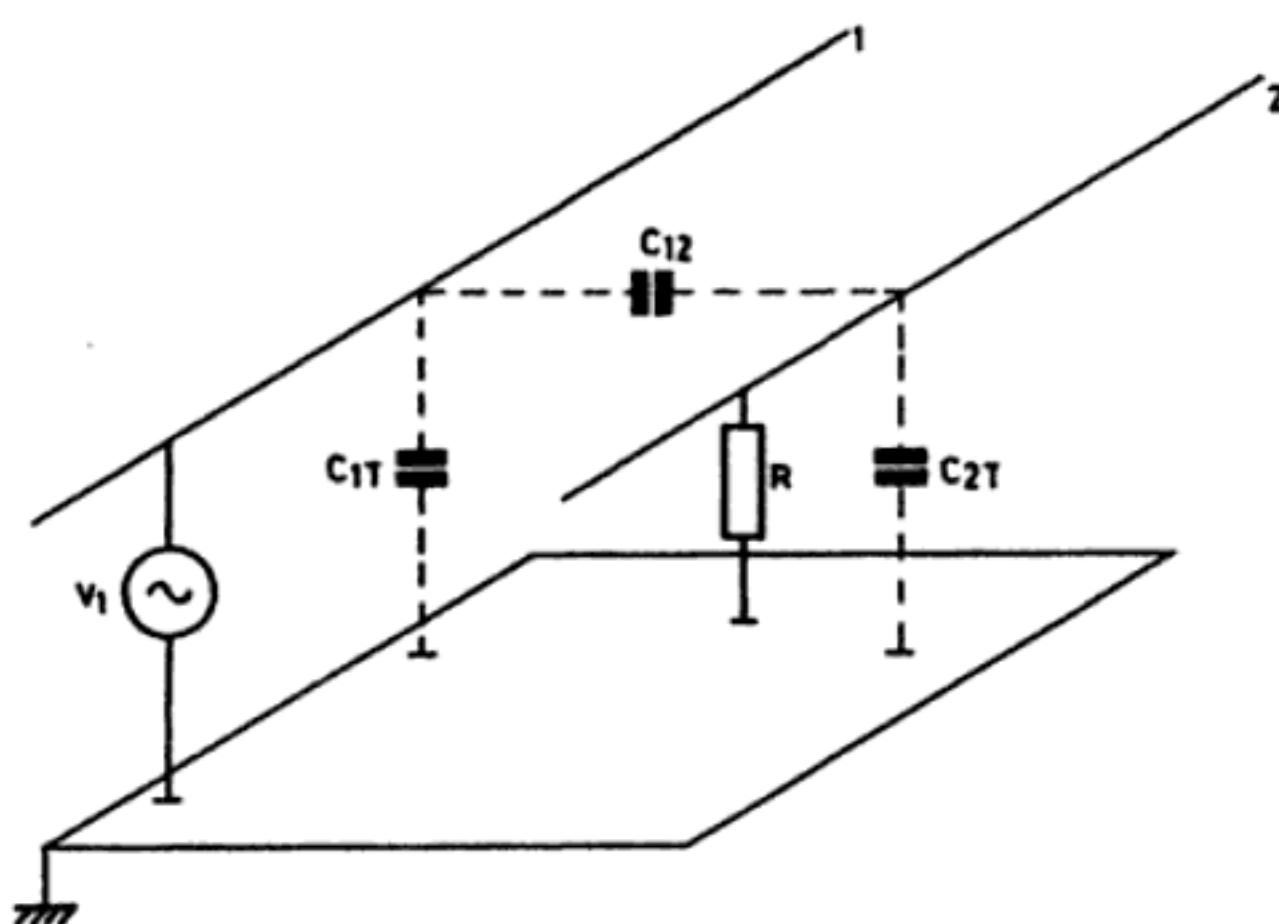


Figura 3.44 Modelo para representar el problema del acoplamiento capacitivo entre circuitos.

$$V_R = \frac{j\omega R C_{12}}{1 + j\omega R (C_{12} + C_{2T})} V_1 \quad (6.1)$$

Si la resistencia que presenta el citado circuito es pequeña, en concreto, $R \ll 1/\omega (C_{12} + C_{2T})$, entonces

$$V_R \approx j\omega R C_{12} V_1 \quad (6.2)$$

Si, en cambio, R es mucho más alta que $1/\omega (C_{12} + C_{2T})$, entonces

$$V_R \approx \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2T}} V_1 \quad (6.3)$$

Es decir, si R es pequeña, la interferencia aumenta con la frecuencia, mientras que, si es grande, es independiente de la frecuencia y es mayor que en el caso anterior. En ambos casos, la interferencia aumenta al hacerlo C_{12} . En los sistemas de medida la fuente de interferencias más frecuente es la red eléctrica de 50 Hz, por lo que la situación queda descrita mediante (6.2), en particular cuando se trata de medir la señal de una fuente con baja impedancia de salida. En el cuadro 3.4 se dan los valores aproximados de C_{12} para distintas configuraciones de interés [17] [18].

Ejemplo. Calcular la capacidad entre dos pistas de un circuito impreso con una anchura $w = 0,6$ mm y un espesor $t = 70$ μ m según que estén en un mismo plano horizontal, a una distancia $d = 3$ cm, o $d = 1,5$ mm, o que estén una sobre otra en distintas caras del circuito impreso. El soporte del circuito impreso es fibra de vidrio con epoxy ($\epsilon_r = 4,8$) y tiene un grosor de 1,5 mm.

Si las pistas están en un mismo planohorizontal, se puede aplicar la fórmula del caso 5 en el cuadro 3.4. Cuando $d = 3$ cm, tendremos $d/w = 30/0,6 = 50 \gg 1$, $d/a = 30/1,5 = 20 \gg 1$, y $\epsilon_r \approx 1$. Entonces,

$$\frac{C_{12}}{l} \approx \frac{2\pi \times 8,85}{\ln[(30\pi / 0,67)^2]} = 5,6 \text{ pF/m}$$

Cuando $d = 1,5$ mm tendremos, $d/w = 1,5/0,6 = 2,5$ y $d/a = 1,5/1,5 = 1$, y $\epsilon_r \approx (1 + 4,8)/2 = 2,9$. Entonces,

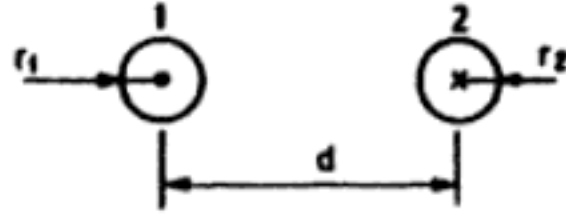
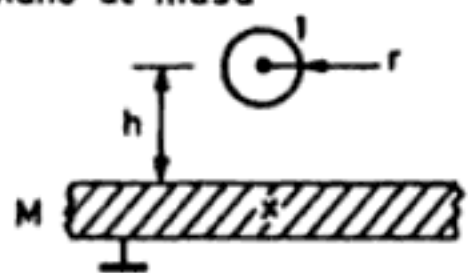
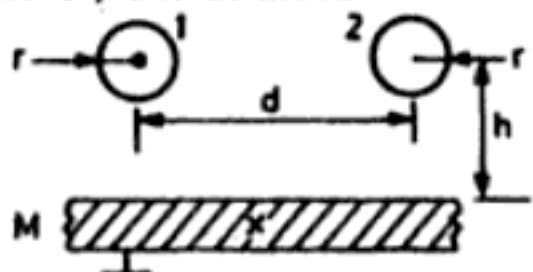
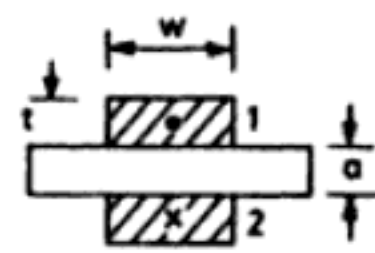
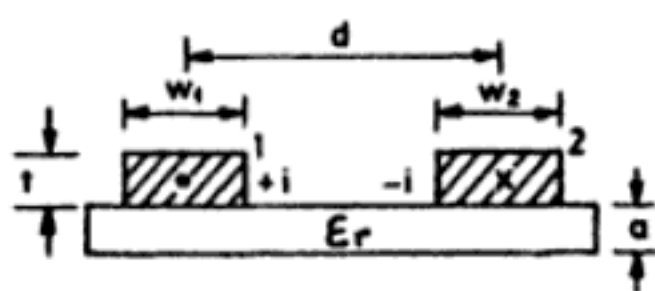
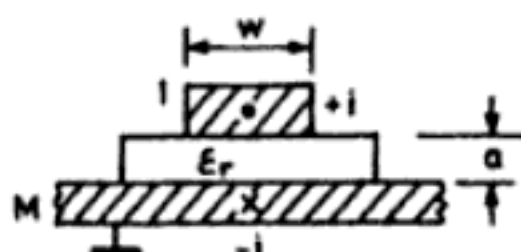
$$\frac{C_{12}}{l} \approx \frac{\pi \times 8,85 \times 2,9}{\ln[(\pi (1,5 - 0,6) / 0,67 + 1)]} = 48,8 \text{ pF/m}$$

Si las pistas están una sobre otra, se puede "aplicar" la fórmula del caso 4 en el cuadro 3.4,

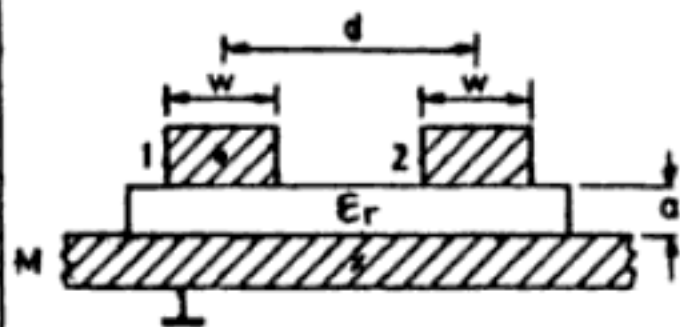
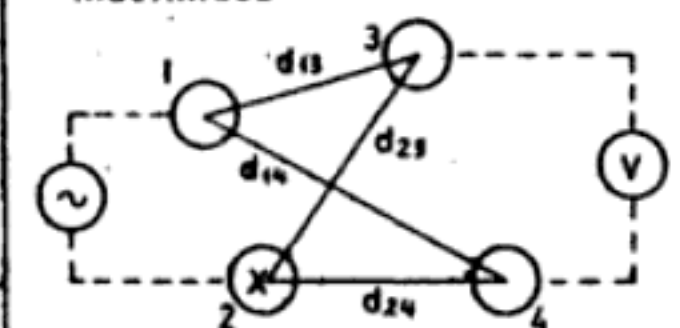
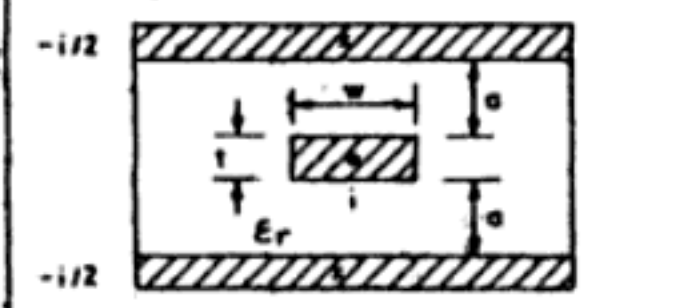
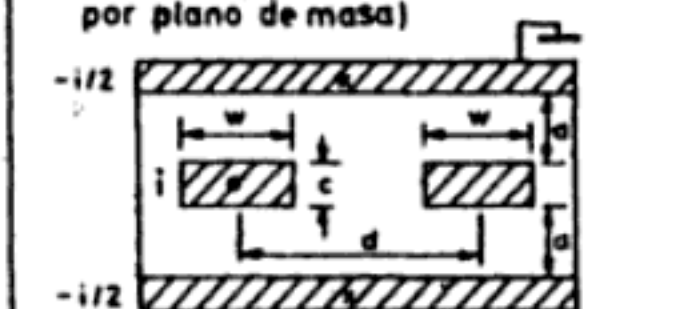
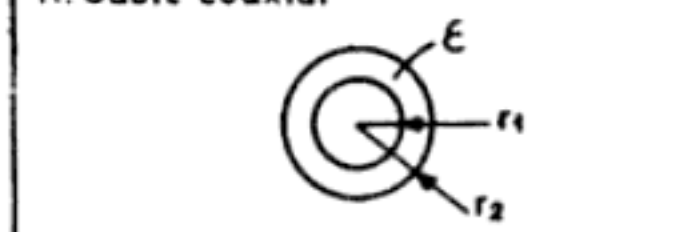


$$\frac{C_{12}}{l} \approx 8,85 \times 4,8 \times \left(\frac{7}{16} \frac{1,5}{0,6} + 1 \right) \frac{0,6}{1,5} = 35,5 \text{ pF/m}$$

Estos resultados demuestran claramente que la disposición de las pistas, tiene gran importancia en la diafonía.

Cuadro 3.4 Capacidad, autoinductancia e inductancia mutua entre diversas configuraciones de pares de conductores. l es la longitud.

	Capacidad	Autoinductancia (L) o Inductancia mutua (L_m)
1. Conductores circulares indefinidos 	$\frac{C_{12}}{l} = \frac{2\pi\epsilon}{\operatorname{arccosh}\left[\frac{(2d)^2 - r_1^2 - r_2^2}{2r_1 r_2}\right]}$ $\approx \frac{2\pi\epsilon}{\ell_n \frac{d^2}{r_1 r_2}} \quad \text{si } \frac{d}{2r} > 3$	$\frac{L}{l} \approx \frac{\mu_r \mu_0}{\pi} \ell_n \frac{d}{r} \quad , r = r_1 = r_2$
2. Conductor circular indefinido y plano de masa 	$\frac{C_{1M}}{l} = \frac{2\pi\epsilon}{\operatorname{arccosh}(h/r)} \approx \frac{2\pi\epsilon}{\ell_n(2h/r)} \quad \text{si } \frac{h}{r} > 3$	$\frac{L}{l} \approx \frac{\mu_r \mu_0}{2\pi} \ell_n \frac{2h}{r}$
3. Conductores circulares indefinidos sobre plano de masa 	$\frac{C_{12}}{l} \approx \frac{\pi\epsilon \ell_n \left[1 + \left(\frac{2h}{d}\right)^2\right]}{\ell_n \left(\frac{2h}{r}\right)^2} \quad \text{si } \frac{2h}{r} > 3$	$\frac{L_m}{l} \approx \frac{\mu_r \mu_0}{4\pi} \ell_n \left[1 + \left(\frac{2h}{d}\right)^2\right]$
4. Conductores planos paralelos indefinidos en un plano vertical 	$\frac{C_{12}}{l} = \epsilon K_1 \frac{w}{a} \quad , \quad K_1 \approx \frac{7}{16} \frac{a}{w} + 1$	$\frac{L}{l} \approx \frac{\mu_r \mu_0}{K_2} \frac{a}{w}$ $K_2 \approx 0,69 \frac{a}{w} + 1$
5. Conductores planos paralelos indefinidos en un plano horizontal 	$\frac{C_{12}}{l} \approx \frac{\pi\epsilon_r(\epsilon_f)\epsilon_0}{\ell_n\left[\frac{\pi(d-w)}{w+t} + 1\right]} \quad \text{si } \frac{\pi d}{2(w+t)} > 3$ $\frac{C_{12}}{l} \approx \frac{2\pi\epsilon_r(\epsilon_f)\epsilon_0}{\ell_n\left[\frac{\pi d}{w_1+t} \frac{\pi d}{w_2+t}\right]} \quad \text{si } d \gg w_1, w_2$ $\epsilon_r(\epsilon_f) \begin{cases} \approx 1 & \text{si } d/a \gg 1 \\ \approx \frac{1+\epsilon_r}{2} & \text{si } d/a \approx 1 \end{cases}$	$\frac{L}{l} \approx \frac{\mu_r \mu_0}{\pi} \ell_n \left[\frac{\pi(d-w)}{w+t} + 1 \right]$
6. Conductor plano sobre un plano de masa indefinido 	$\frac{C_{1M}}{l} = \epsilon_{ef} K_1 \frac{w}{a} \quad K_1 \approx \frac{7}{16} \frac{2a}{w} + 1$ $\epsilon_r(\epsilon_f) = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+\frac{10a}{w}}}$	$\frac{L}{l} \approx \frac{\mu_r \mu_0}{K_2} \frac{a}{w}$ $K_2 \approx 0,75 \frac{2a}{w} + 1$

Cuadro 3.4 (Continuación)

<p>7. Conductores planos paralelos horizontales próximos a un plano de masa.</p> 	$\frac{C_{12}}{\ell} = \frac{\epsilon K_1 K_2 \ell_n \left[1 + \left(\frac{2a}{d} \right)^2 \right]}{4\pi \left(\frac{a}{w} \right)^2}$ $\approx \frac{\epsilon}{\pi} K_1 K_2 \left(\frac{w}{d} \right)^2 \quad \text{si } \frac{d}{2a} > 3$ $K_1 \approx \frac{7}{16} \frac{2a}{w} + 1$ $K_2 \approx 0,66 \frac{2a}{w} + 1,55$
<p>8. Conductores circulares paralelos indefinidos</p> 	$\frac{C_m}{\ell} \approx \frac{\pi \epsilon_r \epsilon_0 \ell_n \frac{d_{14} d_{23}}{d_{12} d_{34}}}{2 \ell_n \frac{d_{12}}{r_1} \ell_n \frac{d_{34}}{r_3}}$ $r_1 = r_2, \quad r_3 = r_4$ <p>si $d_{12} \gg 2r_1$ $d_{34} \gg 2r_3$</p> $\frac{L_m}{\ell} \approx \frac{\mu_r \mu_0}{2\pi} \ell_n \frac{d_{14} d_{23}}{d_{12} d_{34}}$
<p>9. Conductor plano indefinido entre dos planos de masa</p> 	$\frac{C}{\ell} \approx 2 \epsilon_r \epsilon_0 K_3 \frac{w}{a}$ $K_3 \approx 1 + 0,5 \frac{2a}{w}$ $\frac{L}{\ell} \approx \frac{\mu_r \mu_0}{2K_3} \frac{a}{w}$
<p>10. Conductores planos indefinidos entre dos planos de masa (retorno por plano de masa)</p> 	$\frac{C_m}{\ell} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{\pi} (K_3)^2 \left(\frac{w}{d} \right)^2$ $K_3 \approx 1 + 0,5 \frac{2a}{w}$ $\frac{L_m}{\ell} \approx \frac{\mu_r \mu_0}{4\pi} \left(\frac{a}{d} \right)^2$
<p>11. Cable coaxial</p> 	$\frac{C}{\ell} = \frac{2\pi \epsilon}{\ell_n \frac{r_2}{r_1}}$ $\frac{L}{\ell} = \frac{\mu_r \mu_0}{2\pi} \ell_n \frac{r_2}{r_1}$
<p>12. Espira circular</p> 	$L \approx \mu_0 R \left[\ell_n \frac{8R}{r} - 2 \right] + \frac{\mu_0 R}{4}$
<p>13. Espira cuadrada</p> 	$L \approx 2 \frac{\mu_0 d}{\pi} \left[\text{arsenh} \left(\frac{d}{r} \right) - 1 \right]$ <p>si $r \ll d$</p>

Para reducir las interferencias capacitivas, cuando la reducción de C_{12} al separar los dos conductores no es suficiente, se puede proceder al apantallamiento del conductor 2. Consiste en encerrarlo totalmente dentro de un blindaje conductor conectado a un potencial constante. En la figura 3.45a se describe la situación cuando el blindaje se conecta a tierra y cuando el conductor 2 no queda totalmente encerrado, hecho normal cuando al menos se considera que hay una entrada y una salida.

Si se considera que R presenta una impedancia mucho mayor que C_{2T} a la frecuencia considerada, el circuito equivalente es el de la figura 3.45b. En este caso, si la impedancia de la conexión a tierra del blindaje es suficientemente pequeña y cumple $Z_B \ll 1 / \omega C_{1B}$, se tiene

$$V_R \approx \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2B} + C_{2T}} V_1 \quad (6.4)$$

Dado que C_{12} es mucho menor que en el caso de no apantallar, porque sólo afecta a los tramos fuera del apantallamiento (considerando éste perfecto), la interferencia final puede ser realmente muy pequeña. En la práctica, los conducto-

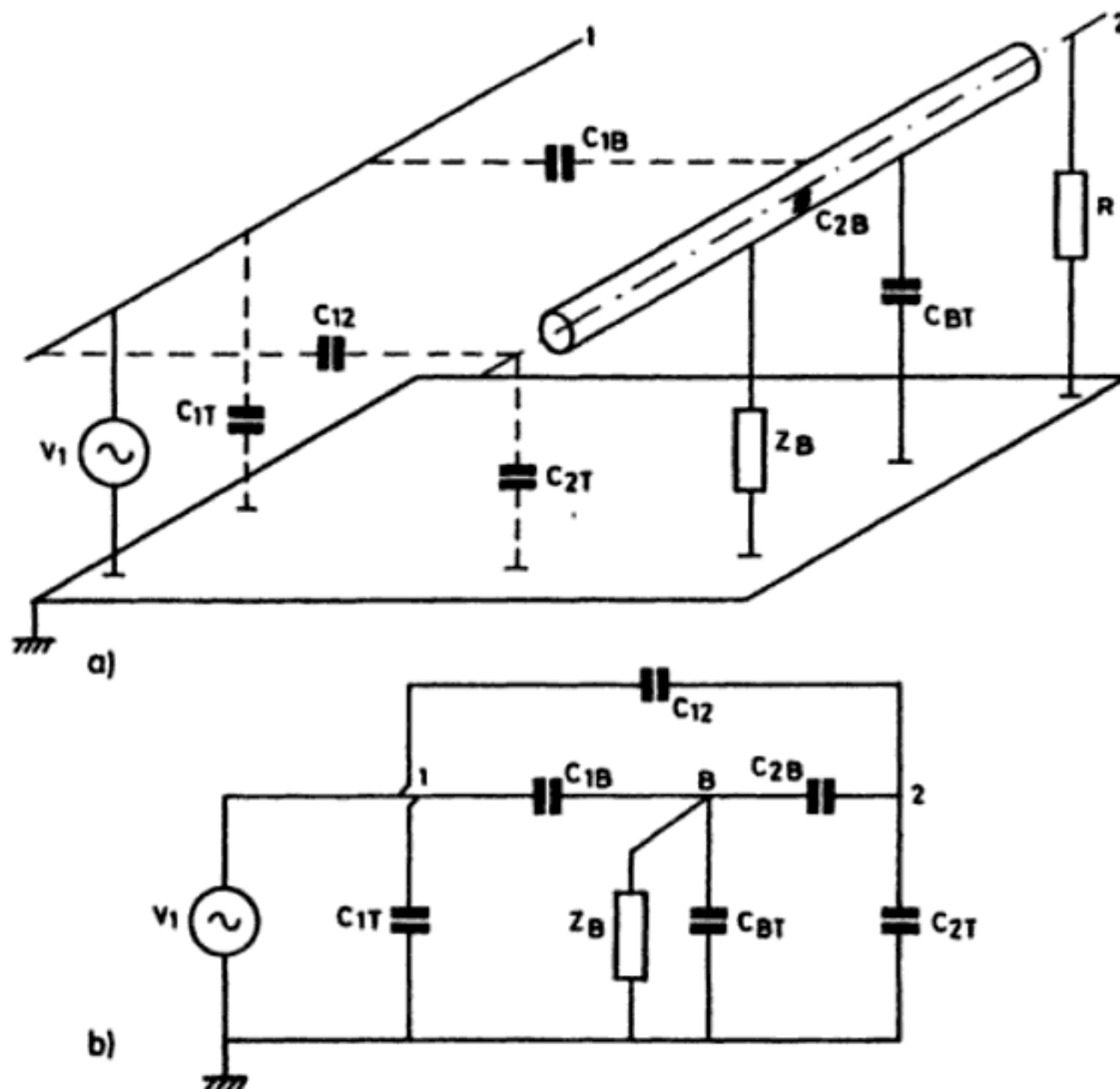


Figura 3.45 Apantallamiento eléctrico de un conductor mediante un blindaje conectado a un potencial constante, en este caso a tierra (a) y circuito equivalente para su análisis cuando R es grande (b).

res se encierran dentro de una malla cuyo apantallamiento efectivo, o factor de cobertura, depende de lo tupida que sea ésta. Si se tienen en cuenta las aproximaciones hechas para llegar a la expresión anterior, y considerando la figura 3.45b, se puede concluir que la eficacia del blindaje depende del valor de Z_B respecto a C_{1B} .

Si R no es suficientemente grande, pero Z_B es suficientemente pequeña, se llega a

$$V_R \approx \frac{j\omega R C_{12}}{1 + j\omega R (C_{12} + C_{2B} + C_{2T})} V_1 \quad (6.5)$$

Si R es suficientemente pequeña y cumple $R \ll 1 / \omega (C_{12} + C_{2B} + C_{2T})$, entonces

$$V_R \approx j\omega R C_{12} V_1 \quad (6.6)$$

Es decir, la interferencia depende también de C_{12} , que es muy pequeña.

Es muy importante tener en cuenta que el blindaje sólo es efectivo si está conectado a un potencial constante. De no ser así, aun cuando C_{12} sea cero, puede haber una interferencia importante. En el caso analizado, si se hace $Z_B = \infty$, y se supone, por ejemplo, la situación con R grande, se obtiene

$$V_R \approx V_B \approx V_1 \frac{C_{1B}}{C_{1B} + C_{BT}} \quad (6.7)$$

Es decir, la interferencia puede ser incluso mayor que en ausencia de blindaje, si lo es C_{1B} . Hay que conectar, pues, el blindaje a un potencial constante. El problema es, ¿a qué potencial? y, en ocasiones, ¿por qué punto o extremo debe conectarse? En los apartados siguientes se considerarán estos aspectos.

Si un conductor no se puede apantallar, como sucede por ejemplo en circuitos impresos, entonces para reducir C_{12} se puede disponer un plano de masa próximo.

Ejemplo. Calcular la capacidad entre dos pistas de circuito impreso con una anchura $w = 0,6$ mm y un espesor $t = 70$ μ m que estén a $d = 1,5$ mm en un mismo plano horizontal, según se tenga o no un plano de masa en la otra cara de la placa. Ésta se supone de fibra de vidrio con epoxy ($\epsilon_r = 4,8$) y con un grosor de 1,5 mm.

Si no hay plano de masa, aplicando las fórmulas del caso 4 del cuadro 3.4, se ha encontrado en un ejemplo anterior que

$$\frac{C_{12}}{l} \approx \frac{\pi \times 8,85 \times 2,9}{\ln[(\pi (1,5 - 0,6) / 0,67 + 1)]} = 48,8 \text{ pF/m}$$

Si hay un plano de masa se pueden aplicar las fórmulas del caso 1 del cuadro 3.4. En el caso presente, $d/2a = 1,5/3 = 0,5 < 1$. Entonces,

$$k_1 \approx \frac{7}{16} \frac{16}{0,6} + 1 = 3,2$$

$$k_2 \approx 0,66 \frac{3}{0,6} + 1,55 = 4,85$$

$$\frac{C_{12}}{l} = \frac{8,85 \times 4,8 \times 3,2 \times 4,85 \ln [1 + (3/1,5)^2]}{4\pi (1,5 - 0,6)^2} = 2,2 \text{ pF/m}$$

Es decir, C_{12} se ha reducido en un factor de 22. Si hubiese sido $d = 3$ cm, el factor de reducción hubiese sido 70.

Se habla de acoplamiento inductivo o de interferencias magnéticas cuando el campo magnético producido por la corriente en un circuito induce tensiones en el circuito de señal considerado. La relación entre la corriente en un circuito y el flujo magnético que crea en otro, viene expresada por la inductancia mutua M entre ambos

$$M = M_{12} = M_{21} = \frac{\Phi_{12}}{I_1} = \frac{\Phi_{21}}{I_2} \quad (6.8)$$

En el caso de un flujo magnético variable, \bar{B} , la tensión V_e inducida en un bucle de área S viene dada por

$$V_e = - \frac{d}{dt} \int_S \bar{B} d\bar{S} \quad (6.9)$$

donde tanto \bar{B} como \bar{S} son magnitudes vectoriales. Si el bucle es estacionario y B varía senoidalmente con frecuencia ω ,

$$V_e = j\omega BS \cos \theta \quad (6.10)$$

donde θ es el ángulo que forman \bar{B} y \bar{S} .

Así pues, análogamente al caso de las interferencias capacitivas, una corriente I_1 circulando por un conductor provoca en un circuito como el indicado en la figura 3.46 una tensión de interferencia V_e que viene dada por la ecuación (6.10). Pero ahora resulta que la interferencia es siempre proporcional a la frecuencia (en las interferencias capacitivas lo es sólo a baja frecuencia) y es independiente de la impedancia que presenta el circuito que sufre la interferencia (las interferencias capacitivas aumentan al hacerlo la impedancia). En el cuadro 3.4 se dan los valores aproximados de M ($= L_m$) para distintas configuraciones de interés [17] [18].

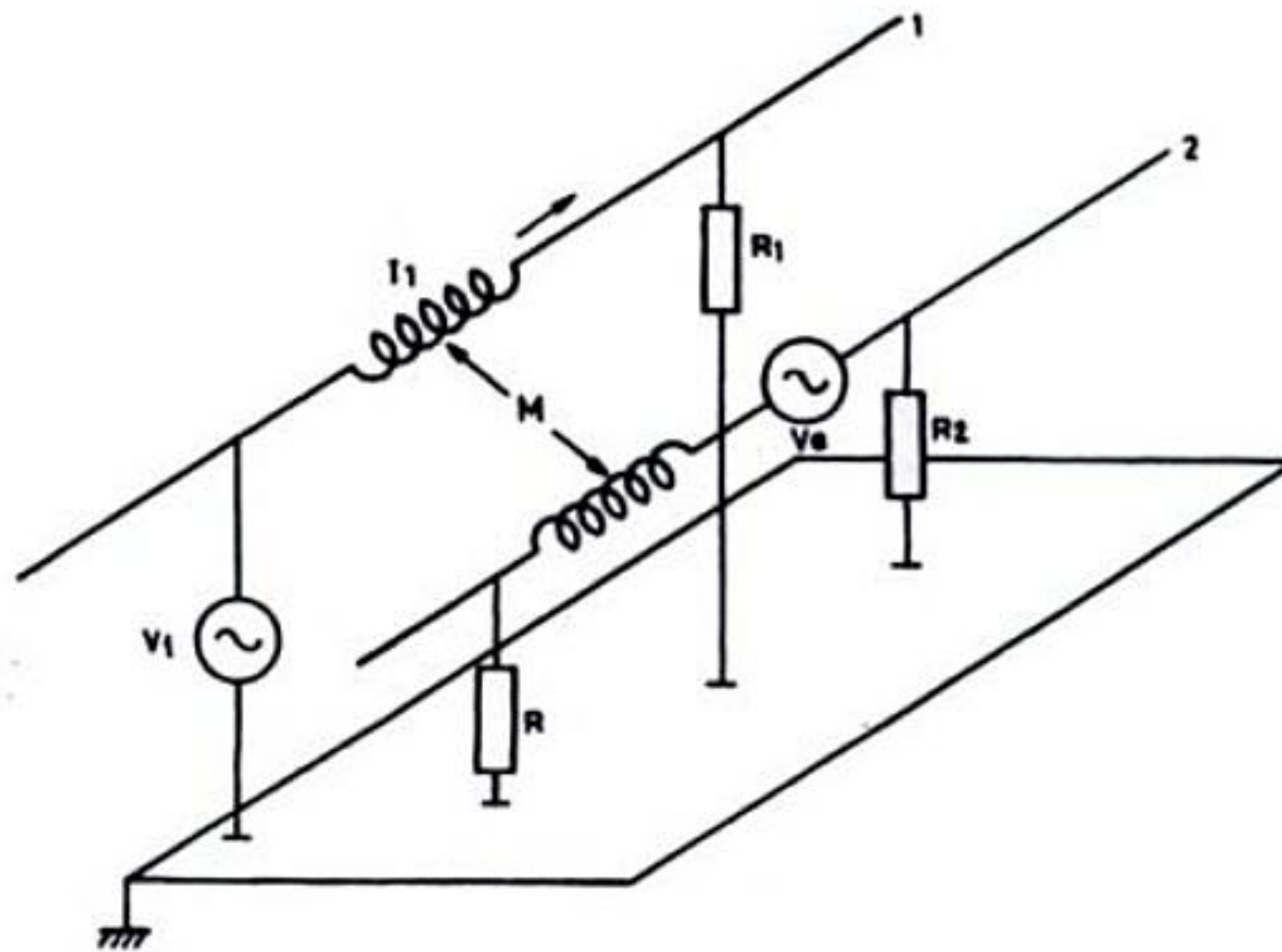


Figura 3.46 Modelo para representar el problema del acoplamiento inductivo entre circuitos.

Ejercicio. Calcular la tensión inducida en el circuito formado por un conductor AWG 22 de 10 cm de longitud y un plano de masa, debida a una corriente de 10 mA eficaces y 50 kHz que circula por un circuito formado por un hilo paralelo a 2,5 cm y el mismo plano de masa a 1,5 mm.

$$V_2 = M \frac{di_1}{dt}$$

$$I_1 = 0,001 \sqrt{2} \sin 2\pi ft$$

$$\frac{di_1}{dt} = 0,01 \sqrt{2} 2\pi f \sin 2\pi ft$$

Para calcular la inductancia mutua se puede aplicar la fórmula del caso 3 del cuadro 3-4

$$L_m \approx \frac{4\pi \times 10^{-7}}{4\pi} \ln \left[1 + \left(\frac{3}{25} \right)^2 \right] = 0,143 \text{ nH}$$

$$V_2 = 0,143 \times 10^{-9} \times 0,01 \sqrt{2} \times 2\pi \times 5 \times 10^4 = 0,63 \mu\text{V}$$

Para reducir las interferencias magnéticas, la solución más frecuente, si no es posible reducir B , es reducir el área S trenzando los cables del circuito receptor o poniendo el conductor muy próximo al plano de retorno, si éste no es por hilo. En algunos casos puede ser también posible reducir el término $\cos \theta$ reorientando el

circuito. Es importante observar que un blindaje conductor alrededor del conductor 2 no resuelve el problema: el blindaje alcanzará un potencial $V_B = j\omega M_{1B} I_1$, o bien será $V_B = 0$ si se conecta un extremo a tierra y nada más.

En los circuitos impresos no es posible trenzar los conductores. Para reducir el acoplamiento magnético hay que distribuir las pistas de tal forma que el flujo abarcado por un circuito sea mínimo.

Ejemplo. Estudiar la inductancia mutua entre un circuito de alto nivel con dos conductores a 1,25 cm y un circuito de señal, en un circuito impreso donde la distancia entre centros de conductores en caras opuestas es de 1,6 mm, para distintas distancias y posiciones relativas entre circuitos, supuestos de 15 cm de longitud.

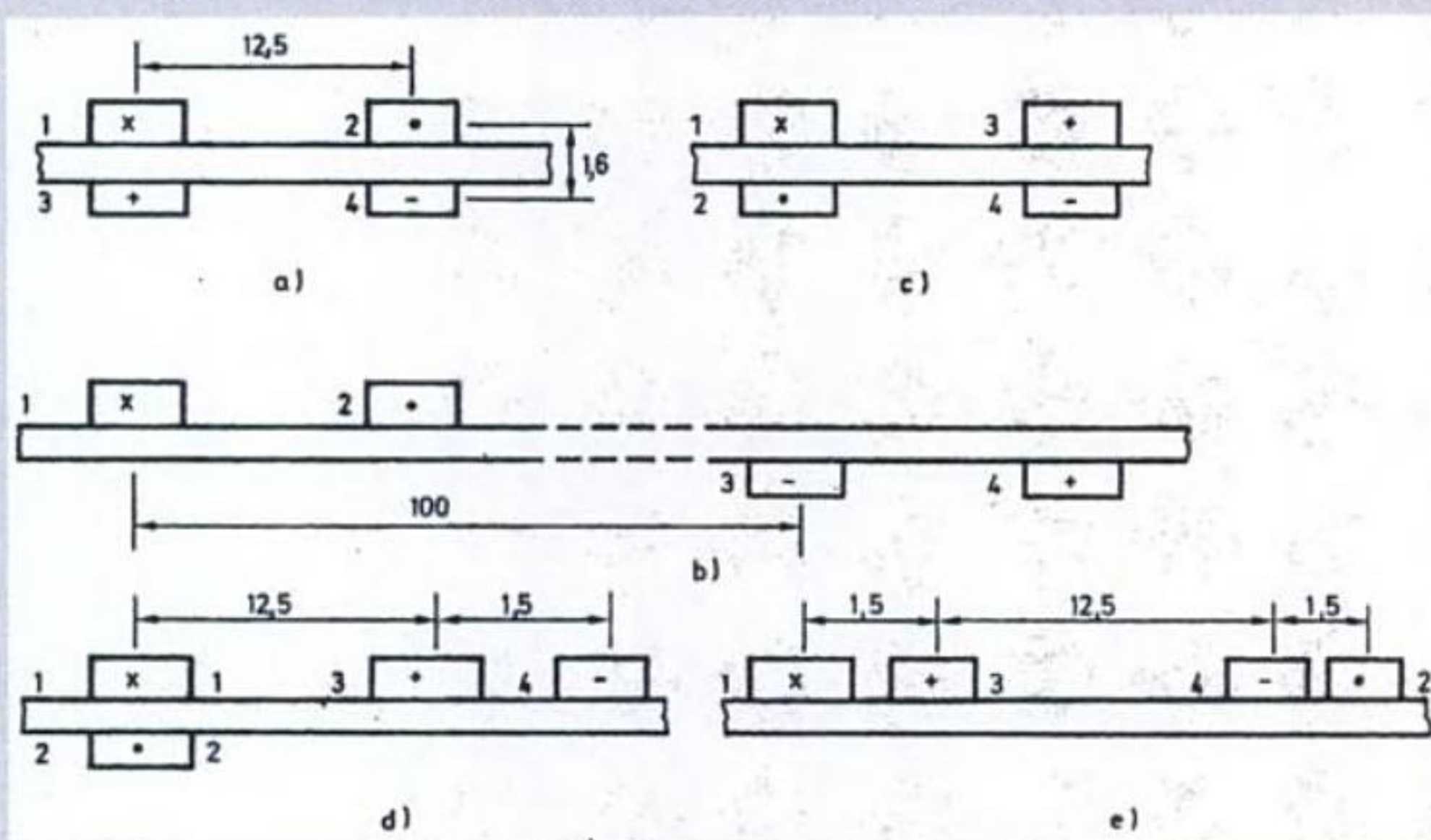


Figura E3.4 Inductancia mutua entre dos circuitos según su posición y orientación relativas. El aspa indica corriente que entra (hacia el plano del papel) y el punto corriente que sale (del plano del papel). (Las dimensiones estén en milímetros, pero no se han dibujado a escala para facilitar la representación).

La disposición de partida es la de la figura E3.4a, donde $d_{14} = d_{23} = (d^2 + h^2)^{1/2}$ y $d_{13} = d_{24} = h$. Aplicando la fórmula del caso 8 del cuadro 3.4,

$$L_m = 0,15 \times 2 \times 10^{-7} \ln \frac{(12,5 + 1,6)^2}{1,6^2} = -124 \text{ nH}$$

Si desplazamos el circuito de señal 10 cm hacia la derecha (figura E3.4fc)

$$d_{14} = [(100 + 12,5)^2 + 1,6^2]^{1/2} = 112,5 \text{ mm}$$

$$d_{23} = [(100 - 12,5)^2 + 1,6^2]^{1/2} = 87,5 \text{ mm}$$

$$d_{13} = d_{24} = (100^2 + 1,6^2)^{1/2} = 100 \text{ mm}$$

$$L_m = 0,15 \times 2 \times 10^{-7} \ln \frac{112,5 \times 83,5}{100 \times 100} = -0,47 \text{ nH}$$

El signo negativo indica una inversión de polaridad de la tensión inducida. Vemos que la separación ha reducido el acoplamiento en un factor de 264.

Si se redistribuyen las pistas tal como se indica en la figura E3.4c,

$$d_{14} = d_{23} = (12,5^2 + 1,6^2)^{1/2}$$

$$d_{13} = d_{24} = 12,5$$

$$L_m = 0,15 \times 2 \times 10^{-7} \ln \frac{(12,5 + 1,6)^2}{12,5^2} = -0,49 \text{ nH}$$

Una simple redistribución de las pistas produce una mejora radical respecto al caso *a*, sin ocupar tanta superficie de circuito impreso como en el caso *b*.

Si se reorientan los circuitos de manera que sus áreas sean perpendiculares, como en la figura E3.4d, se logra aún una mayor reducción

$$L_m = 0,15 \times 2 \times 10^{-7} \ln \frac{(12,5^2 + 1,6^2)^{1/2}}{12,5(14^2 + 1,6^2)^{1/2}} = -49 \text{ nH}$$

Si, en cambio, se disponen los dos circuitos en un mismo plano, de tal forma que el circuito de señal abarque todo el flujo producido por el circuito de alto nivel (figura E3.4e) tendremos el peor caso

$$L_m = 0,15 \times 2 \times 10^{-7} \ln \frac{14^2}{1,5^2} = -134 \text{ nH}$$

3.6.2 Puesta a masa de circuitos de señal

Se entiende aquí por «masa» un punto o plano equipotencial que sirve como referencia de potencial para un circuito o sistema. En cualquier puesta a masa hay que procurar la minimización de las tensiones de ruido generadas por las corrientes de dos o más circuitos que fluyan en una impedancia común, y evitar bucles de masa, pues son susceptibles a interferencias magnéticas y a diferencias de potencial entre masas distintas. En la figura 3.47 se presentan tres formas distintas de puesta a masa y los circuitos equivalentes empleados para su análisis.

Con el método de la puesta a masa en serie, las corrientes de consumo de cada circuito provocan caídas de tensión que hacen que el potencial de referencia resultante para cada circuito sea distinto. En concreto

$$V_A = (I_1 + I_2 + I_3) Z_1 \quad (6.11)$$

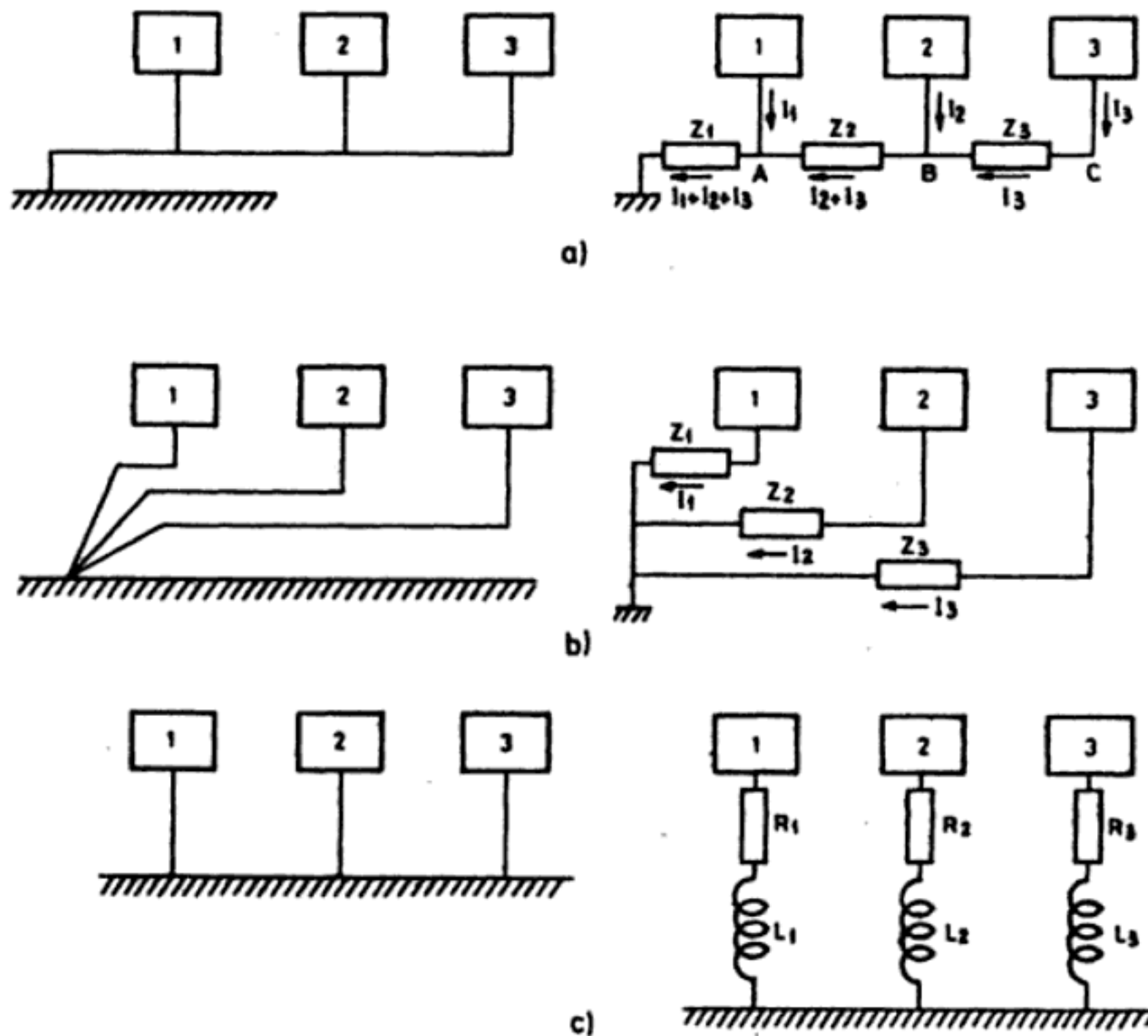


Figura 3.47 Distintas formas de puesta a masa y circuitos equivalentes para su análisis. a) Puesta a masa puntual en serie. b) Puesta a masa puntual en paralelo. c) Puesta a masa múltiple.

$$V_B = (I_1 + I_2 + I_3) Z_1 + (I_2 + I_3) Z_2 \quad (6.12)$$

$$V_C = (I_1 + I_2 + I_3) Z_1 + (I_2 + I_3) Z_2 + I_3 Z_3 \quad (6.13)$$

Dado que las señales de salida de cada circuito están referidas a estos distintos puntos, ésta es una fuente de interferencias que puede ser muy importante. Por lo tanto, no debe emplearse este sistema cuando se manejen circuitos con consumos muy dispares, y, en cualquier caso, las etapas más críticas hay que situarlas lo más cerca posible del punto de referencia.

La puesta a masa puntual con estructura paralelo (figura 3.47b) es de realización física más compleja, pero evita el problema señalado para la estructura serie. Es por ello el método más recomendable a baja frecuencia.

Para los circuitos de alta frecuencia (> 10 MHz) se prefiere una puesta a masa múltiple (figura 3.47c), para reducir la impedancia de la puesta a masa. La impedancia del plano de masa, que será común a todos los circuitos, se puede reducir plateando la superficie.

3.6.3 Puesta a masa de blindajes

En el apartado 3.6.1 se ha afirmado que el blindaje de un conductor sólo es efectivo cuando está conectado a un potencial constante. En el caso de un amplificador, el blindaje debe estar conectado precisamente al terminal de referencia del circuito que encierra, tanto si está conectado a tierra como si no lo está. La figura 3.48a indica la conexión correcta.

Si el blindaje se deja al aire o se conecta a otro potencial, hay una retroacción de la entrada a la salida a través del blindaje que puede llevar incluso a oscilaciones. En la figura 3.48b se presenta el caso de dejar el blindaje al aire, y en la figura 3.48c el circuito equivalente.

En la figura 3.48d se muestra cómo la conexión a tierra del punto de referencia interno no resuelve el problema de las interferencias externas cuando el blindaje está al aire. De la inspección de la figura 3.48e, correspondiente a este caso, se deduce que, para tener un acoplamiento mínimo de V_i al blindaje, es necesario que la impedancia de C_{2B} sea muy pequeña, es decir, hay que cortocircuitarla.

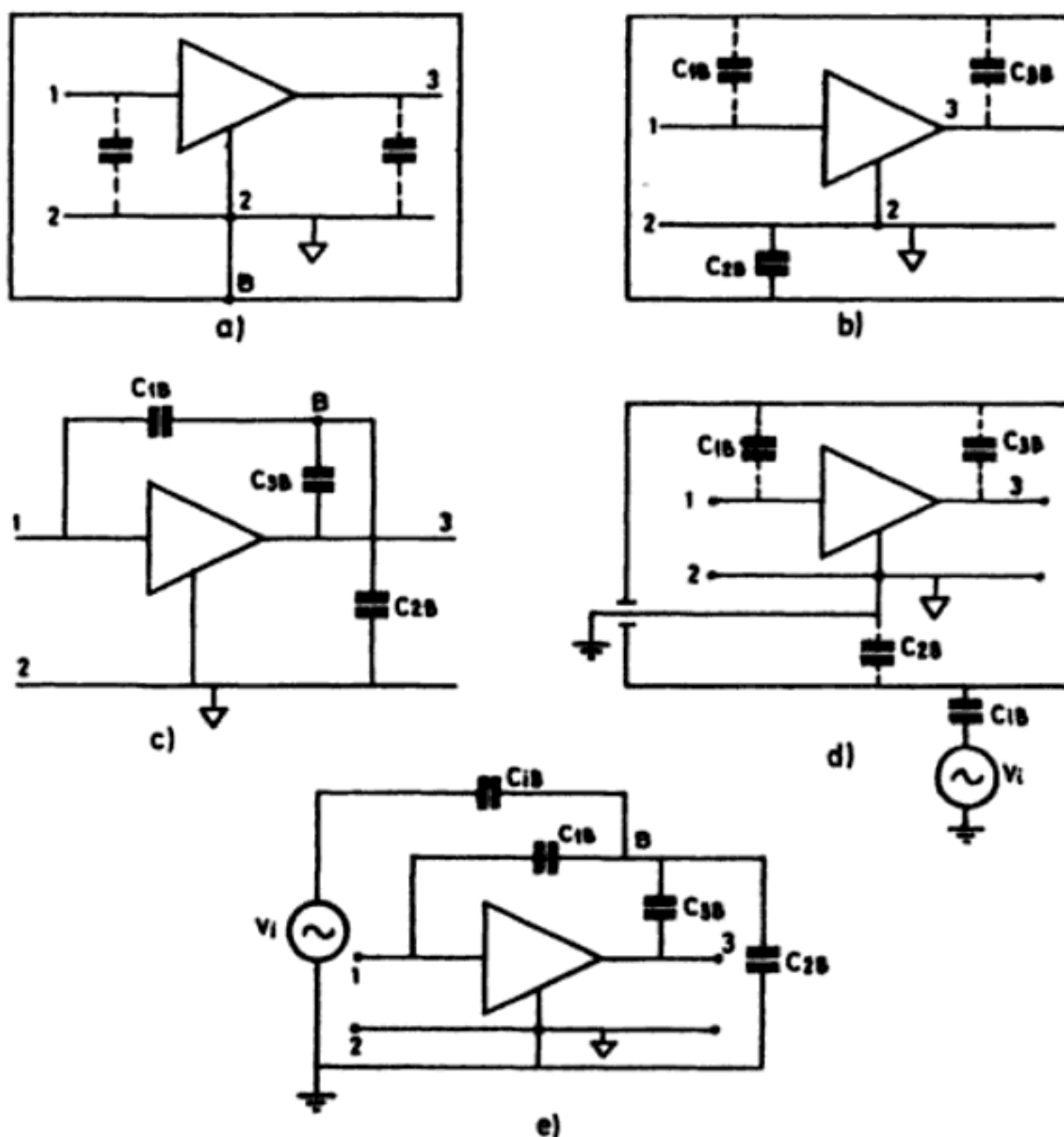


Figura 3.48 Apantallamiento de un amplificador. a) Conexión correcta del blindaje. b) Situación incorrecta: blindaje sin conectar. c) Circuito para analizar el caso anterior. d) La conexión de la masa a tierra no resuelve el problema. e) Circuito para analizar la situación anterior.

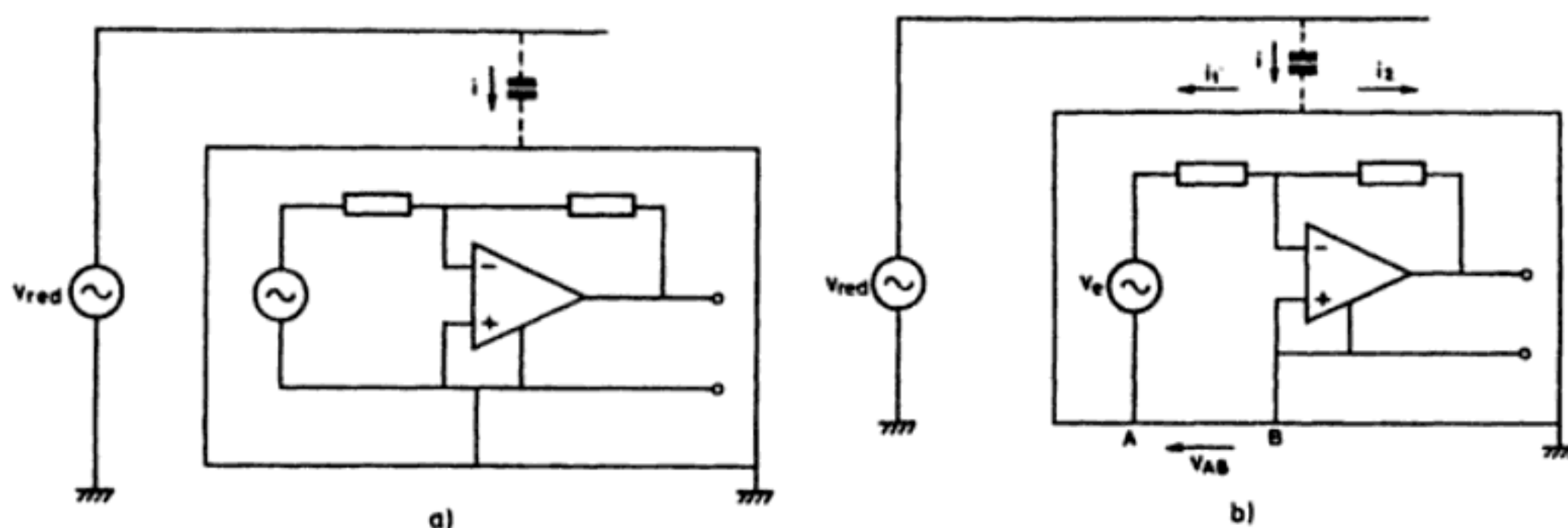


Figura 3.49 La conexión del blindaje al circuito debe hacerse en un único punto, caso *a*, pues de lo contrario aparecen interferencias resistivas, caso *b*.

El circuito interno y el blindaje de un amplificador deben conectarse en un único punto, tal como se indica en la figura 3.49*a*, para el caso de un blindaje puesto a tierra e interferencias debidas a la red eléctrica. Si hubiera más de un punto de conexión entre el circuito y el blindaje, podrían aparecer interferencias resistivas, tal como se indica en la figura 3.49*b*.

El punto único de conexión del blindaje al potencial de referencia no puede ser uno cualquiera, sino que en la conexión siempre hay que procurar que las corrientes acopladas al blindaje no circulen por el camino que sigue la señal. Si, por ejemplo, ésta está puesta a tierra y la conexión se realiza de la forma indicada en la figura 3.50*a*, la tensión de interferencia V_i produce una corriente a través de C_{1B} que va a tierra por el camino B-2-b, es decir, incluyendo el tramo 2-b, que es común a la señal.

Si, en cambio, se procede de la forma indicada en la figura 3.50*b*, donde el punto de referencia del amplificador («2») no está conectado directamente al blindaje en el propio amplificador sino en la fuente de señal, entonces las interferencias de origen externo no siguen nunca un camino con tramos comunes con la señal. El amplificador de la figura 3.50*b* se dice que tiene entrada «flotante».

Para conectar a masa el blindaje de un cable en un único punto, hay que elegir uno de los dos extremos: el del lado de la señal o el del lado del amplificador.

Si la señal no está puesta a masa y el amplificador sí, lo mejor es conectar el cable al terminal de referencia de entrada del amplificador, como en la figura 3.51. Si se conectara al terminal de referencia en el lado de la señal (conexión *A* indicada con guiones), todas las corrientes de interferencia acopladas al blindaje irían a tierra por uno de los conductores de la señal (el del terminal 2; se supone que el amplificador tiene alta impedancia de entrada). Si se empleara la conexión *B*, la tensión de interferencia a la entrada del amplificador sería

$$V_{12} = (V_{M1} + V_{M2}) \frac{Z_{12}}{Z_{1B} + Z_{12}} \quad (6.14)$$

Si se conectara el blindaje a masa en el lado del amplificador, conexión *D*, la tensión de interferencia sería

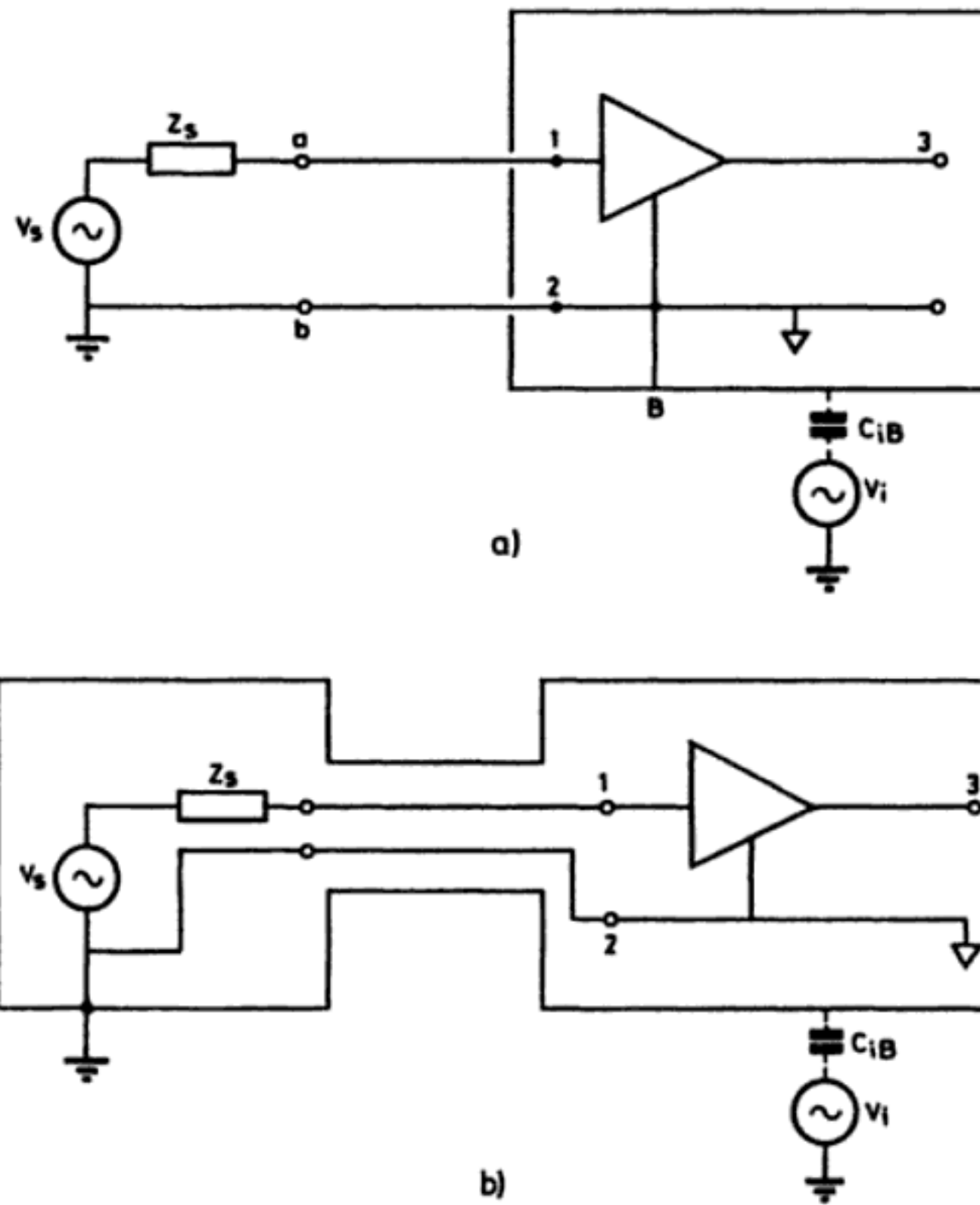


Figura 3.50 Elección del punto de conexión a tierra de un blindaje. En el caso *a*, la interferencia inyecta corriente en un camino que tiene un tramo común con la señal; en el caso *b*, las interferencias externas siguen siempre un camino distinto al de la señal.

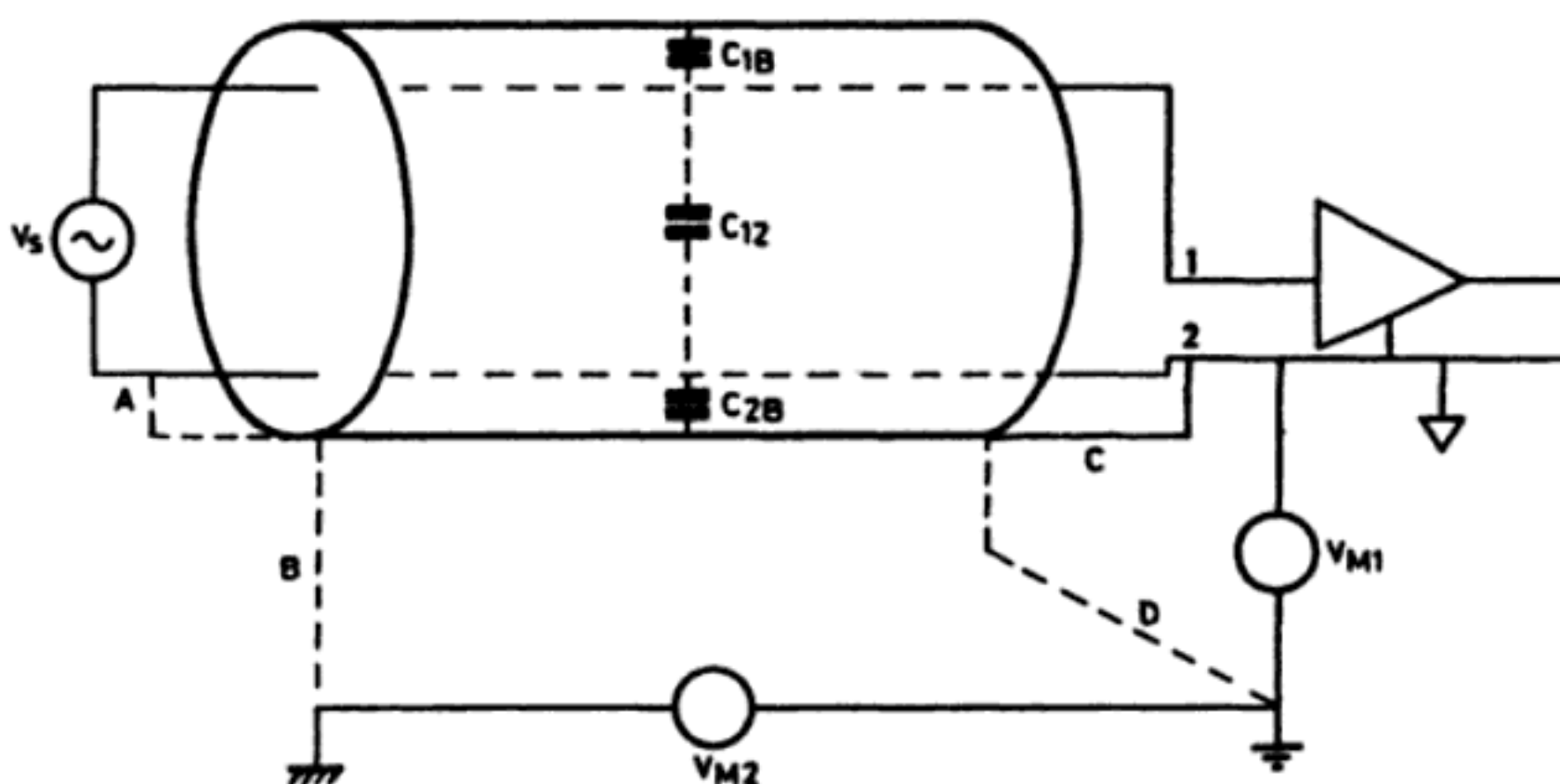


Figura 3.51 Conexión a masa del blindaje de un cable cuando la señal no está puesta a masa y el amplificador sí. La conexión correcta es la de trazo continuo.

$$V_{12} = V_{M1} \frac{Z_{12}}{Z_{1B} + Z_{12}} \quad (6.15)$$

Así pues, si la fuente de señal no está puesta a masa y el amplificador sí, el blindaje hay que conectarlo al terminal de referencia del amplificador, aunque no esté puesto a tierra.

Si la señal está puesta a masa, pero no el amplificador, la situación es distinta y también lo es la solución. Ahora lo mejor es conectar el blindaje a masa en el lado de la fuente de señal, como en la figura 3.52. Si en lugar de conectarlo al terminal de referencia se conectara a tierra en el lado de la señal (conexión B), se tendría

$$V_{12} = V_{M1} \frac{Z_{12}}{Z_{1B} + Z_{12}} \quad (6.16)$$

La conexión del blindaje al terminal bajo del amplificador tampoco interesa porque todas las corrientes acopladas al blindaje irían a tierra a través de uno de los dos conductores de señal. Si se empleara la conexión D, la tensión de interferencia sería

$$V_{12} = (V_{M1} + V_{M2}) \frac{Z_{12}}{Z_{1B} + Z_{12}} \quad (6.17)$$

Obsérvese que la situación de la figura 3.52, conexión A, es la misma de la figura 3.50, sólo que ahora se ha tenido en cuenta la posibilidad de que la puesta a masa de la señal no sea perfecta y exista una tensión de interferencia entre el terminal de referencia de la señal y dicha masa, los cuales están unidos por un camino de baja impedancia.

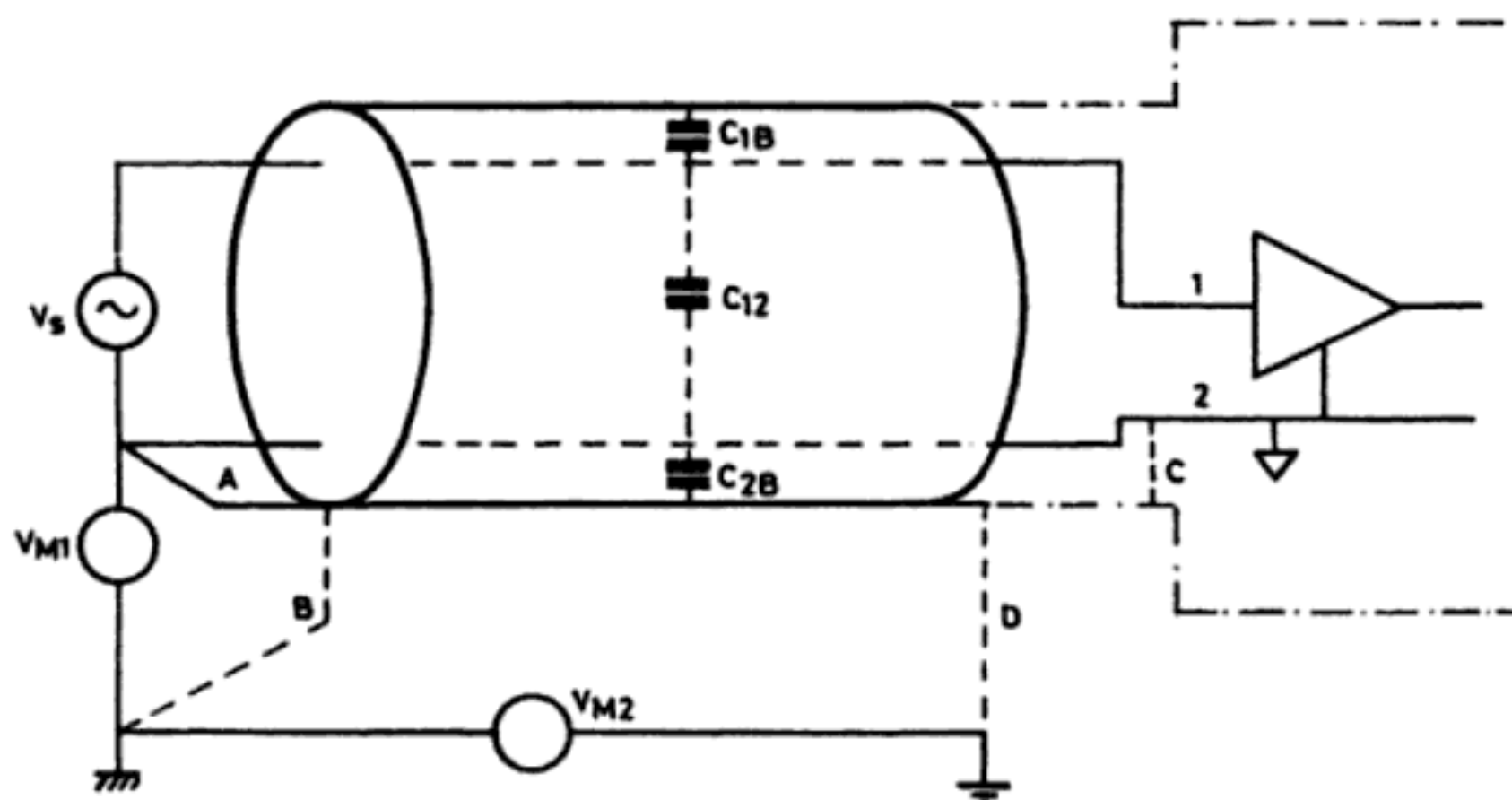


Figura 3.52 Conexión a masa del blindaje de un cable cuando la señal está puesta a tierra y el amplificador no. La conexión correcta es la de trazo continuo.

Si tanto la señal como el amplificador están puestos a masa, lo menos malo puede que sea conectar el blindaje a masa en cada extremo. Pero según la diferencia de potencial entre tomas de masa y según el acoplamiento magnético en el bucle formado, puede que la interferencia sea muy grave. Si es este el caso, hay que abrir el bucle empleando amplificadores con entrada diferencial, o amplificadores de aislamiento.

3.6.4 Amplificadores de aislamiento

Un amplificador de aislamiento (AA) es un amplificador en el que hay un aislamiento óhmico entre las entradas y las salidas. Este aislamiento debe tener alta tensión de ruptura y pocas fugas, es decir, alta resistencia y baja capacidad. Son valores usuales $10^{12} \Omega$ y 10 pF como máximo, respectivamente.

Su interés puede analizarse, en primer lugar, considerando que una limitación inherente a todos los AI, con independencia de su estructura, es su escasa capacidad para soportar tensiones de modo común altas. El límite que aceptan es del orden de 10 V. Esto supone que aunque se tenga un CMRR suficiente desde el punto de vista de la señal, por ejemplo 100 dB sobre 100 V suponen sólo 1 mV a la salida, en realidad el componente no soporta una tensión tan alta.

Una situación de medida con tensiones de modo común altas se presenta desde casos tan obvios como pueden ser las medidas en un componente o elemento a alta tensión, a otros más inadvertidos como pueden ser un puente de sensores alimentado a más de 20 V, o situaciones donde entran tomas de tierra alejadas físicamente entre sí que tienen diferencias de potencial de decenas de voltios.

En los AA, el terminal de referencia del circuito de entrada («masa de entrada») es independiente óhmicamente del terminal de referencia del circuito de salida («masa de salida»). El primero de dichos terminales es además independiente del terminal de referencia del circuito de alimentación del amplificador («masa de alimentación») y, en algunos casos, éste es también independiente del terminal de referencia del circuito de salida. Para representarlos se emplea alguno de los símbolos de la figura 3.53.

El paso de las señales y de la energía de alimentación entre etapas en un AA se realiza normalmente mediante transformadores, o por optoacopladores en el caso de las señales, tras modular una portadora de frecuencia adecuada. La capacidad de rechazar las tensiones que aparezcan entre el terminal de referencia de entrada y los otros terminales de referencia, viene descrita por el factor de rechazo del modo aislado (IMRR, Isolation Mode Rejection Ratio), definido de forma análoga al rechazo del modo común. La tensión de error equivalente a la entrada será,

$$V_e = \frac{V_{\text{modo aislado}}}{\text{IMRR}} \quad (6.18a)$$

y la tensión de error a la salida

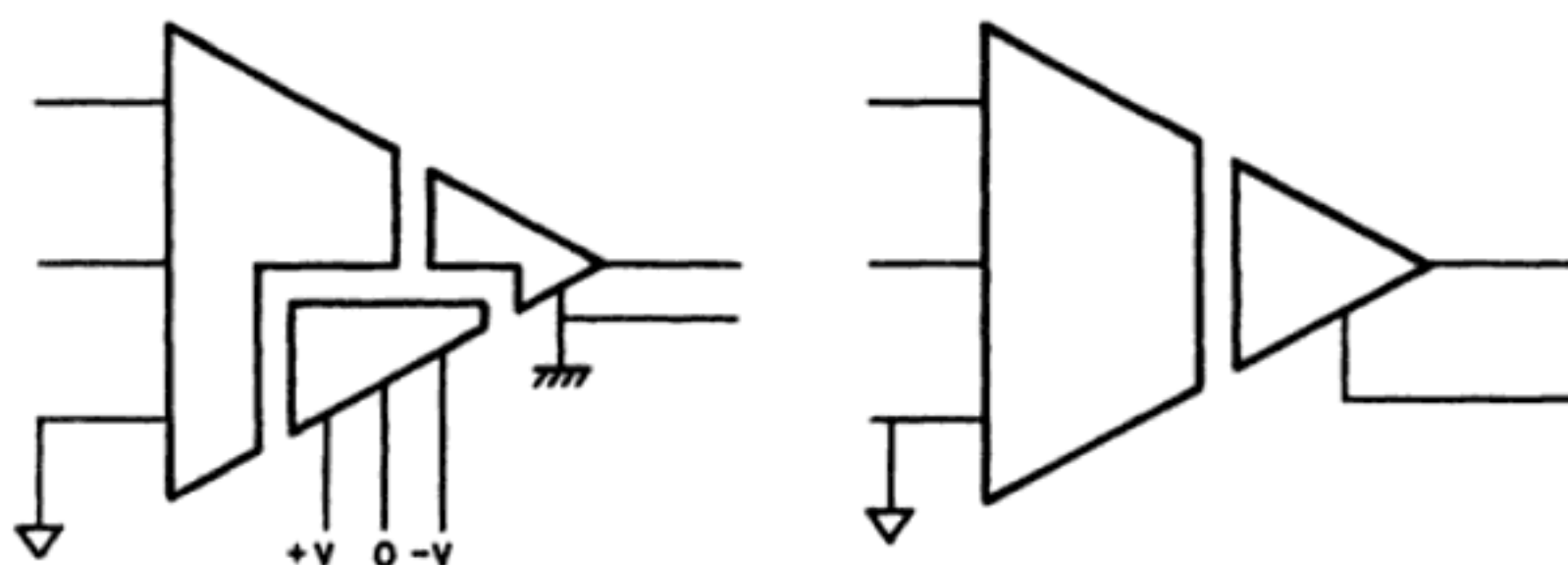


Figura 3.53 Símbolos empleados para representar los amplificadores de aislamiento.

$$V_{oe} = V_e \times \text{Ganancia} \quad (6.18b)$$

De lo anterior debe quedar claro que un AA no es ni un amplificador operacional, ni un amplificador diferencial, ni un amplificador de instrumentación. De hecho, hay modelos en los que el amplificador de entrada es un amplificador operacional que se puede conectar como se desee; otros modelos, en cambio, tienen una etapa de entrada constituida por un amplificador de instrumentación formado por la estructura de dos AO, mientras que otros, en cambio, se basan en la de tres AO y basta con añadirles una resistencia de selección de ganancia.

En la figura 3.54 se muestra la aplicación de un AA a la conexión de un puente de medida con alimentación puesta a tierra, a un detector o instrumento de registro que tiene un terminal de entrada puesto también a tierra, en un punto alejado del primero, y que puede estar a cientos de voltios respecto al primero. En esta aplicación la etapa de entrada debe ser de tipo diferencial para evitar el efecto de la tensión de alimentación del puente, que quedará como señal de modo común. Para dar un camino a las corrientes de polarización de dicho amplificador, se podrían poner sendas resistencias de valor elevado entre cada terminal de entrada y el terminal de referencia de la alimentación del amplificador.

Los AA se comercializan en forma de circuitos híbridos o modulares y, en general, no suelen ser componentes de precisión. No obstante, la aplicación al acondi-

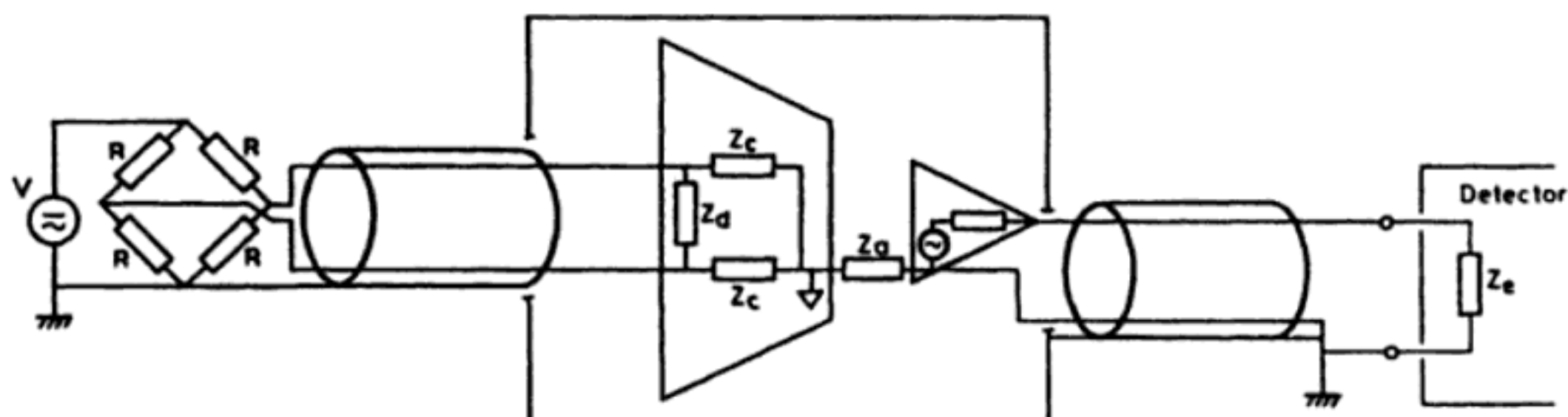


Figura 3.54 Aplicación de un amplificador de aislamiento a la conexión de un puente de sensores, con alimentación puesta a tierra, a un detector también puesto a tierra. (No se muestra el camino de polarización del amplificador de entrada.)

dicionamiento de las señales de sensores no es problemática en aquellos modelos que ofrecen, en la parte de entrada, una tensión continua de alimentación, también aislada, capaz de alimentar una etapa previa de calidad, como puede ser un amplificador de bajas derivas o una etapa diferencial. En un nivel de integración superior están los módulos de acondicionamiento de señales que incluyen todas las funciones necesarias para sensores específicos (RTD, galgas extensométricas, termopares), y una salida normalizada (a veces digital EIA-232, EIA-485, etc.). La tensión de aislamiento típica que soportan es de 1500 V. Ejemplos de módulos aislados son las series 3B a 7B de Analog Devices, la serie SCM5B de Burr-Brown y la serie MB de Metrabyte.

3.7 PROBLEMAS

1. Se desea conectar la señal de salida de un potenciómetro a un registrador con una impedancia de entrada de $10\text{ k}\Omega$. La falta de linealidad debe mantenerse inferior al 1% del fondo de escala. Se dispone de una familia de potenciómetros de 5 W de potencia máxima y resistencia de 100 a $10.000\text{ }\Omega$, en saltos de $100\text{ }\Omega$. Elegir de entre estos potenciómetros el que dé la mayor sensibilidad posible y a la vez cumpla con las otras restricciones. ¿Cuál es su sensibilidad si se trata de potenciómetros de una sola vuelta (360°)?
2. Una forma de reducir el error de no linealidad debido a la carga del instrumento al medir la señal de salida de un potenciómetro, consiste en poner una resistencia en serie entre la fuente de tensión y el potenciómetro. Estudiar dónde se produce, en este caso, el máximo error de no linealidad y determinar su expresión en función de las relaciones entre las resistencias.
3. Se desea medir una magnitud x en el margen de $x = 0$ a $x = 10$ mediante un sensor resistivo lineal tal que para $x = 0$ su resistencia es de $1000\text{ }\Omega$, y para $x = 10$, de $1100\text{ }\Omega$. Para obtener una señal eléctrica en respuesta a la magnitud x , se dispone el sensor en un brazo de un puente de resistencias alimentado a una tensión continua cuyo valor viene limitado por la potencia máxima disipable en el sensor, que es de 25 mW . Se pide:
 - a. Suponiendo que para $x = 0$ el puente está equilibrado, ¿cuál es el máximo error relativo que se cometería si se tomase la salida del puente como dependiente de forma lineal de x , cuando la resistencia de cada brazo se elige de forma que el puente tenga una máxima sensibilidad para una tensión de alimentación dada?
 - b. ¿Cómo deberían elegirse las resistencias de cada brazo si, en vez de buscar la máxima sensibilidad en el puente, se deseara que dicho error relativo fuera inferior al 1%, manteniendo la condición de salida nula para $x = 0$?
 - c. Si se supone que x es una fuerza, ¿cuál es la sensibilidad del puente (V/N), en el caso anterior, si el puente se alimenta a la máxima tensión admisible y su salida se considera lineal?
 - d. ¿Cuál es dicha sensibilidad en el caso de tener las cuatro resistencias del puente iguales, admitiendo que la salida sea lineal? ¿Por qué es distinta a la del caso anterior?
4. En el problema anterior supóngase que las tres resistencias fijas son de $1000\text{ }\Omega$ y que la sensibilidad es 25 mV/N . Si la tensión de salida se mide con un amplificador de instrumentación, en el que se desea obtener una salida de 0 a 5 V correspondiendo al margen de $x = 0$ a $x = 10$:
 - a. Determinar la ganancia, G , que debe tener dicho amplificador si se considera que es ideal.
 - b. Para el amplificador el CMRR es igual a $70\text{ dB} + 20\log(G+1)/2$, y su resistencia de entrada tiene el mismo valor en modo diferencial que en modo común, considerándose ideal en los demás aspectos (sin ruido, ni desequilibrios, ni derivas, etc.). Si se mantiene la misma ganancia G calculada en el apartado anterior, para $x = 10$ no obtendremos 5 V, sino que hay términos adicionales de error. Si la alimentación del puente y del amplificador tienen el terminal de referencia común, calcular el error relativo en función de la resistencia de entrada en modo diferencial, para el caso $x = 10$. ¿Es nulo dicho error cuando dicha resistencia es infinita? ¿Por qué?
5. En el ejemplo del apartado 3.4.1 se supone ahora que el puente va conectado a un amplificador de instrumentación. Determinar el valor mínimo de las resistencias de entrada en modo diferencial

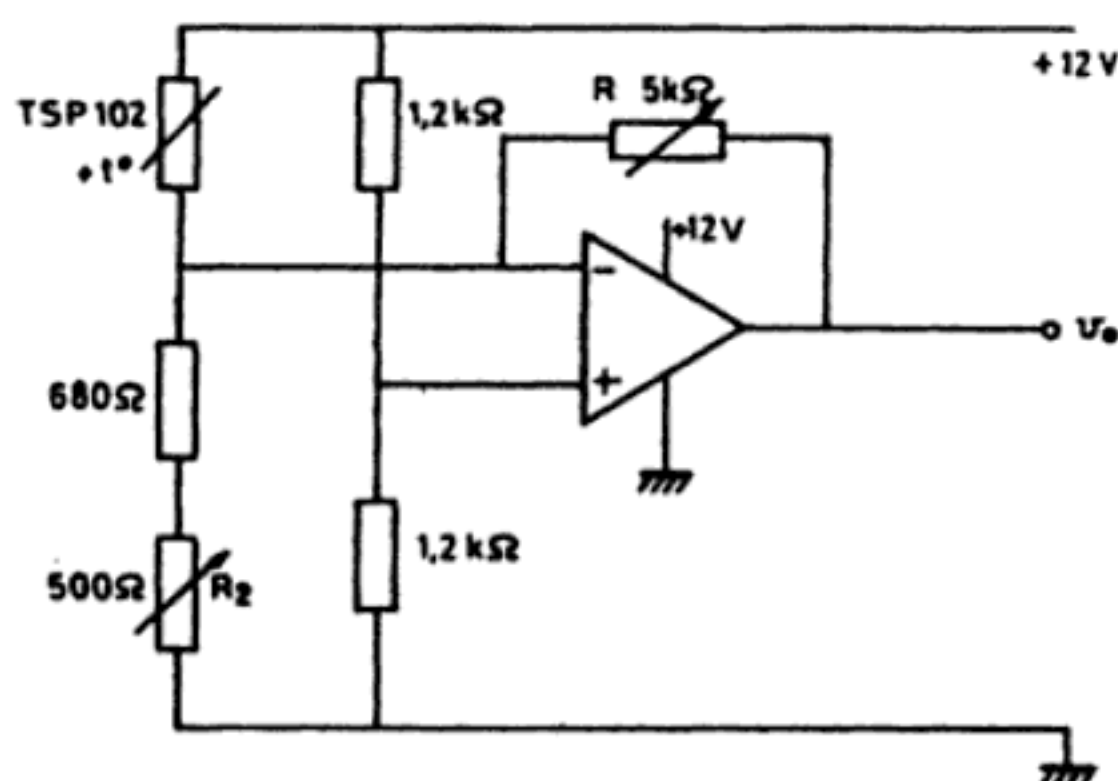


Figura P3.1.

y en modo común, y el CMRR para que los errores debidos al valor finito de estos parámetros sean despreciables frente a los considerados en el diseño del puente (0,5% de la lectura más 0,2% del fondo de escala).

6. Se dispone de una RTD de platino de $1000\ \Omega$ a 25°C y con coeficiente de temperatura $\alpha = 0,4\%/K$. Si su constante de disipación térmica es de $5\ \text{mW/K}$, diseñar un termómetro para el margen 0 a 100°C que, poseyendo la máxima sensibilidad posible, mantenga su error relativo en la tensión de salida inferior al 1%. Suponer que se utiliza una configuración en puente cuya salida se mide con un voltímetro ideal.

7. El circuito de la figura P3.1 es un termómetro basado en el sensor TSP102, que es una PTC linealizada. Su resistencia a 25°C es de $1000\ \Omega$ y su coeficiente de temperatura $0,7\%/^\circ\text{C}$. Si se desea aplicar este esquema para la medida de temperaturas entre -10°C y $+50^\circ\text{C}$, ¿qué valor deben tener las resistencias R y R_2 ?

8. Se desea aplicar el circuito de la figura P3.2 a la medida de la temperatura ambiente en el margen de 0°C a 40°C , obteniendo una tensión de salida de 0 a $12\ \text{V}$. El sensor es una PTC linealizada, con $\alpha = 0,75\%/K$ y resistencia $2000\ \Omega$ a 25°C , que tolera una corriente máxima de $1\ \text{mA}$ sin autocalentarse. Si el AO se considera ideal, se pide:

- Dar valores a los componentes del circuito para tener la respuesta deseada.
- Determinar cuál es la temperatura a la que se tiene el máximo error de linealidad y calcular dicho error.

9. El esquema de la figura P3.3 es un pseudopuente que emplea dos sensores resistivos lineales iguales. Demostrar que la tensión de salida es proporcional a la magnitud medida, sin necesidad de aproximaciones. El AO se considera ideal.

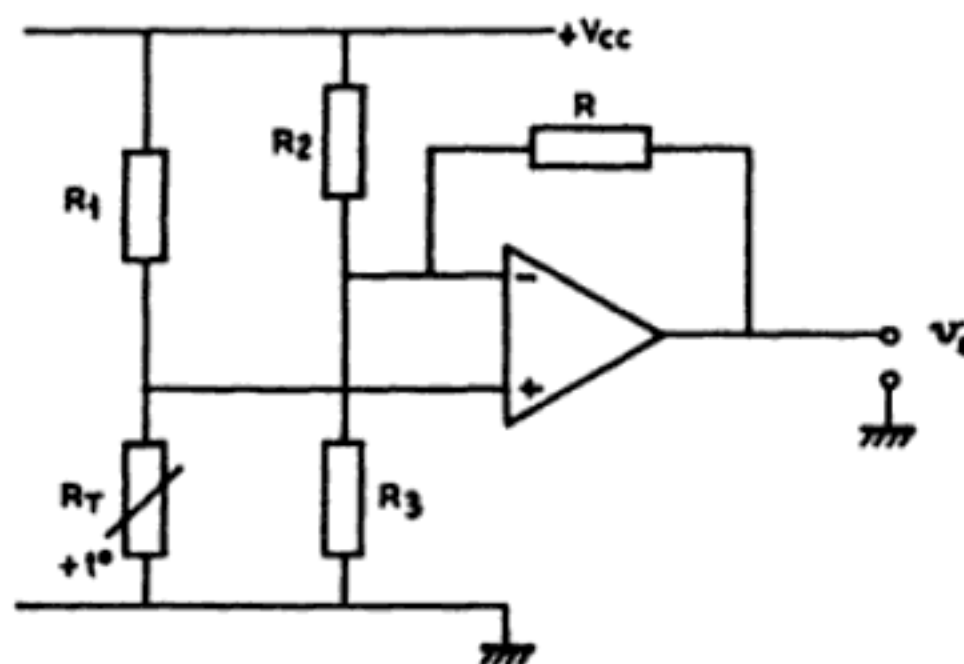


Figura P3.2.

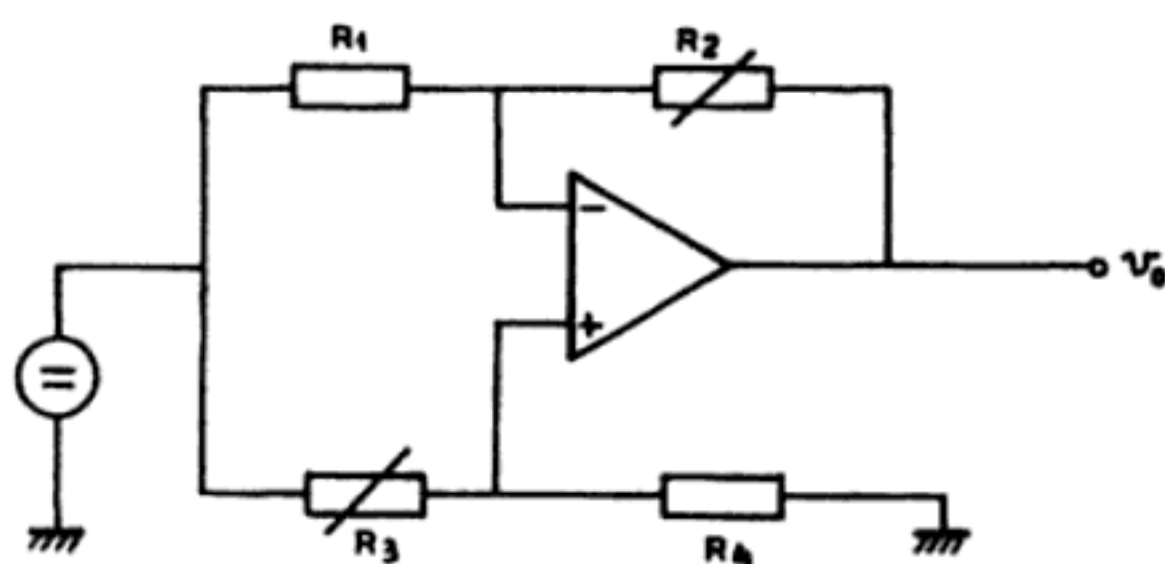


Figura P3.3.

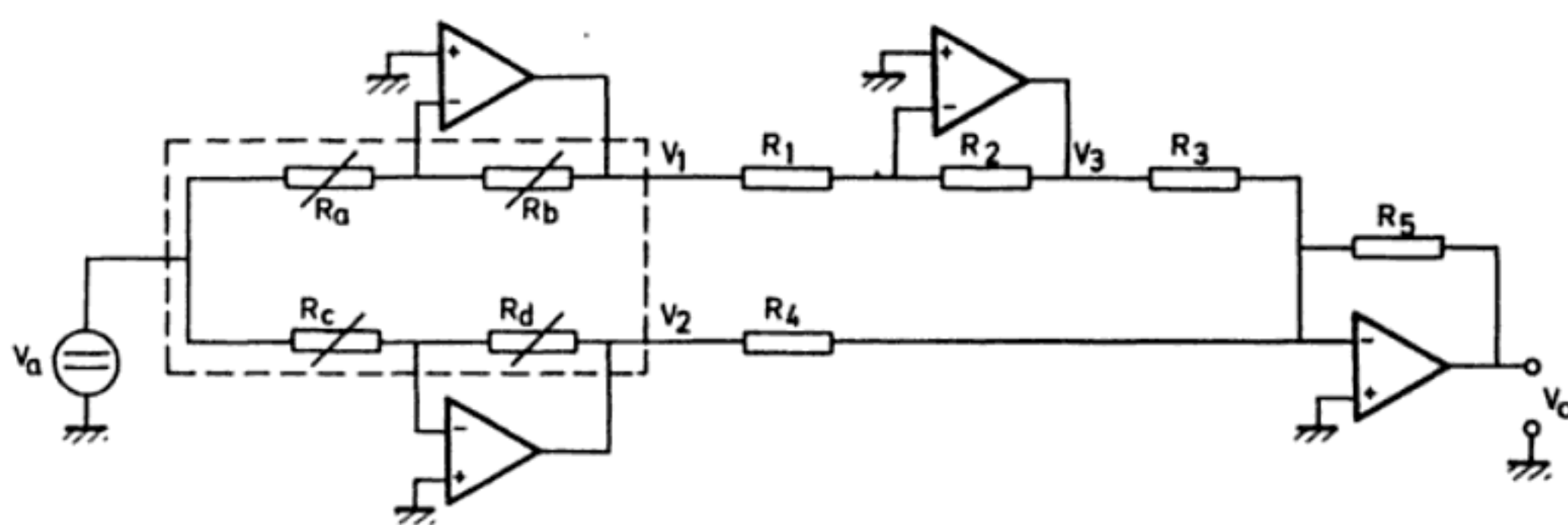


Figura P3.4.

10. El circuito de la figura P3.4 es un amplificador propuesto para un puente (abierto) formado por cuatro galgas semiconductoras de $350\ \Omega$ y $250\ \text{mW}$ de disipación máxima, dispuestas en un diafragma de manera que dos de ellas sufren un aumento y las otras dos un decrecimiento igual en su valor, sin exceder del 2%. Si los AO se consideran ideales, determinar:

- El valor de las resistencias y la tensión de alimentación del puente para que a un margen de variación de la resistencia de cada galga del 0 al + 2% le corresponda un margen de tensión de salida (supuesta lineal) de 0 a + 10 V.
- El error de linealidad a fondo de escala de la tensión de salida.
- El error que se tendría a fondo de escala de la deformación, en el caso más desfavorable, supuesta una tolerancia del 1% en las resistencias externas al puente.

3.8 REFERENCIAS

- [1] E. O. Doebelin. Measurement systems application and design. Nueva York: McGraw-Hill, 1990.
- [2] C. D. Todd (Bourns Inc.). The potentiometer handbook. Nueva York: McGraw-Hill, 1975.
- [3] J. Schoeff y D. Soderquist. Differential and Multiplying Digital-to-Analog converter applications. Application Note 19, Precision Monolithics Incorporated.
- [4] K. S. Lion. Elements of electrical and electronic instrumentation. Nueva York: McGraw-Hill, 1975.
- [5] Tame transducer bridge errors with op-amp feedback control, en «The handbook of linear IC applications». Tucson (USA): Burr-Brown Corp., 1987.
- [6] J. Graeme. Precision dc current sources, Parts 1, 2 and 3. EDN, abril 26, 1990, págs. 191-198 y 201-206, y EDN, mayo 10, 1990, págs. 107-114.

- [7] J. Williams. Good bridge-circuit design satisfies gain and balance design criteria. EDN, octubre 25, 1990, págs. 161-174.
- [8] R. Pallás Areny. Adquisición y distribución de señales. Barcelona: Marcombo, 1993.
- [9] Monolithic difference amp eases the design of a variety of circuits, en «The handbook of linear IC circuits». Tucson (USA): Burr-Brown Corp., 1987.
- [10] J. Balcells, F. Daura, E. Esparza y R. Pallás Areny. Interferencias electromagnéticas en sistemas electrónicos. Barcelona: Marcombo, 1991.
- [11] H. W. Ott. Noise reduction techniques in electronic systems. Nueva York: John Wiley & Sons, 1988.
- [12] R. Morrison. Instrumentation fundamentals and applications. Nueva York: John Wiley & Sons, 1984.
- [13] Instrumentation amplifiers shift signals from noise, en «The handbook of linear IC circuits». Tucson (USA): Burr-Brown Corp., 1987.
- [14] C. D. Johnson y C. Chen. Bridge-to-computer data acquisition system with feedback nulling. IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 39, núm. 3, junio 1990, págs. 531-534.
- [15] R. Pallás Areny y J. G. Webster. Common mode rejection ratio in differential amplifiers. IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 40, núm. 4, agosto 1991, págs. 669-676.
- [16] A.A. Khan y A. Khumar. A novel instrumentation amplifier with reduced magnitude and phase errors. IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 40, núm. 6, diciembre 1991, págs. 1035-1038.
- [17] C. S. Walker. Capacitance, inductance and crosstalk analysis. Londres: Artech House, 1990.
- [18] F. W. Grover. Inductance calculations. Research Triangle Park: Instrument Society of America, 1973.
- [19] R. Pallás Areny. Amplificadores compuestos de instrumentación: análisis y aplicación. Mundo Electrónico, núm. 209, septiembre 1990, págs. 84-88.

Capítulo 4

Sensores de reactancia variable y electromagnéticos

La variación de la reactancia de un componente o circuito ofrece alternativas de medida a las disponibles en sensores resistivos. Muchas de ellas no requieren contacto físico con el sistema donde se va a medir, o bien tienen un efecto de carga mínimo. En concreto, ofrecen soluciones mejores a las vistas en el capítulo 2 para la medida de desplazamientos lineales y angulares, en el caso de tratar con materiales ferromagnéticos, y para la medida de la humedad.

En este tipo de sensores la falta de linealidad intrínseca en alguno de los principios de medida empleados se supera mediante el uso de sensores diferenciales. Tienen en cambio una limitación en la máxima frecuencia de variación admisible en la variable medida, pues debe ser inferior a la frecuencia de la tensión de alimentación empleada, necesariamente alterna.

Algunos sensores electromagnéticos son de hecho generadores, pero se han incluido aquí por la similitud entre su señal de salida y la obtenida con algunos de los sensores de reactancia variable.

4.1 SENSORES CAPACITIVOS

4.1.1 Condensador variable

Un condensador eléctrico consiste en dos conductores separados por un dieléctrico (sólido, líquido o gaseoso), o el vacío. La relación entre la carga, Q , y la diferencia de potencial, V , entre ellos viene descrita por su capacidad, $C = Q/V$. Esta capacidad depende de la disposición geométrica de los conductores y del material, dieléctrico, dispuesto entre ellos, $C = C(\epsilon, G)$.

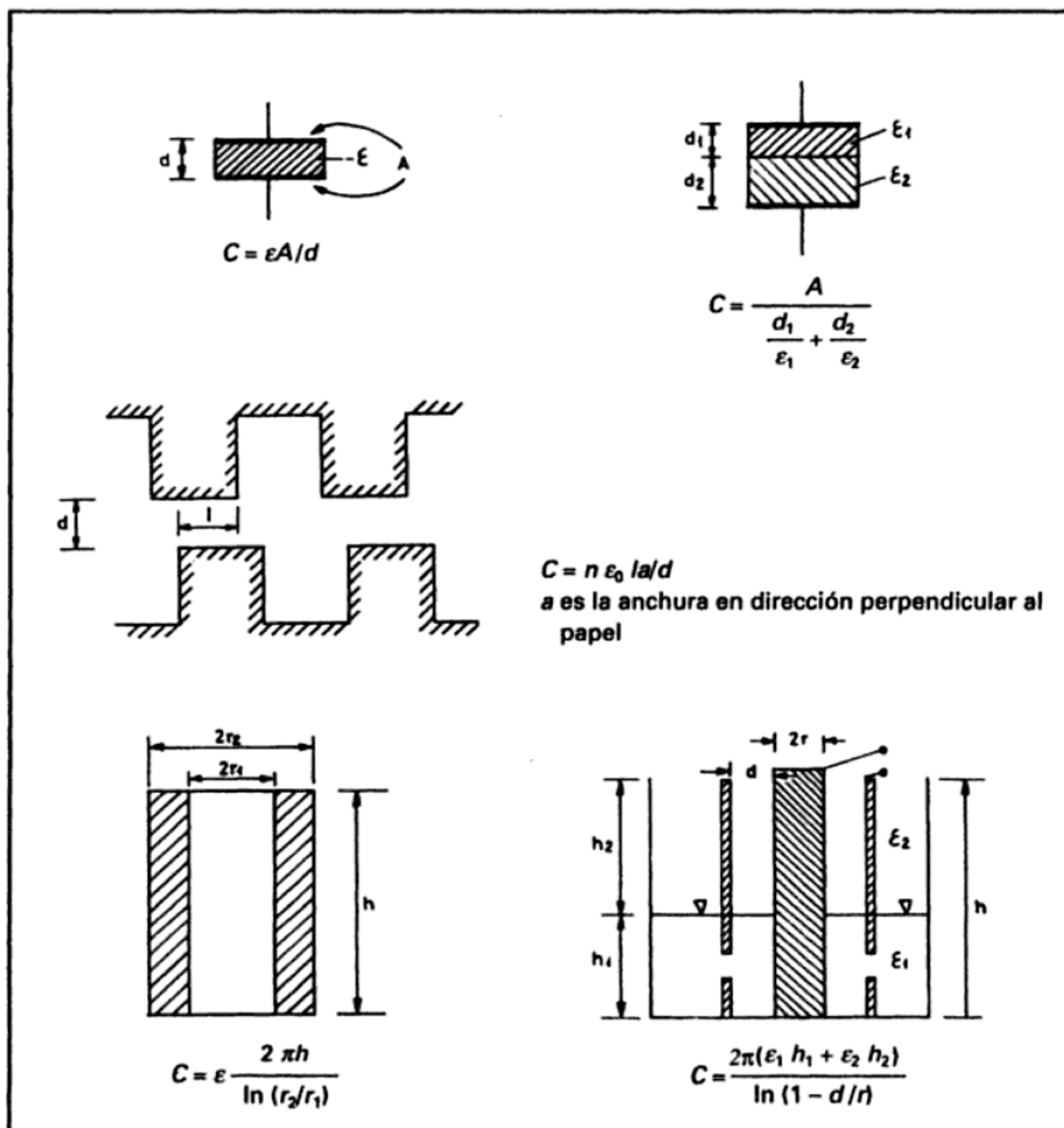
Por ejemplo, para un condensador formado por n placas planas paralelas iguales, con área A , distancia d entre cada par, y un material entre ellas con constante dieléctrica relativa ϵ_r , la capacidad aproximada es

$$C \approx \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} (n - 1) \quad (1.1)$$

donde $\epsilon_0 = 8,85 \text{ pF/m}$ es la constante dieléctrica del vacío.

Así pues, cualquier fenómeno o magnitud que produzca una variación en ϵ_r , A o d , provocará un cambio en la capacidad C y, en principio, puede ser detectado mediante el dispositivo anterior. En general, cualquier cambio en el dieléctrico o en la geometría puede ser considerado para la detección del fenómeno que lo provoca. En el cuadro 4.1 se da la capacidad para diversas configuraciones de interés.

Cuadro 4.1 Expresiones de la capacidad aproximada para diversas configuraciones simples de interés en sensores. Las dos últimas configuraciones son cilíndricas.



En [1] pueden encontrarse las expresiones exactas para algunas de estas configuraciones y sus variantes.

Si, por ejemplo, se considera la permitividad relativa, ϵ_r , para el aire es prácticamente 1, mientras que para el agua varía entre 88 a 0°C y 55,33 a 100°C. La sustitución de aire por agua como dieléctrico producirá un cambio apreciable, que se puede aplicar, por ejemplo, a la medida del nivel de agua en un depósito, o a la medida de humedad si se dispone un dieléctrico que absorba y desabsorba agua sin histéresis.

En los materiales ferroeléctricos, por encima de la temperatura de Curie la constante dieléctrica es proporcional al recíproco de la temperatura, según

$$\epsilon = \frac{k}{T - T_c} \quad (1.2)$$

donde T es la temperatura actual, T_c es la temperatura de Curie y k una constante. En este caso, es la variación de temperatura lo que produce un cambio importante en la capacidad de un condensador que incorpore un material de este tipo.

El empleo de un condensador variable como sensor está sujeto a una serie de limitaciones. En primer lugar, en la expresión de la capacidad se suelen despreciar los efectos de los bordes, y ello puede que no siempre sea aceptable.

En un condensador plano con placas paralelas, los efectos de los bordes son despreciables si la separación entre placas es mucho menor que la dimensión lineal de éstas. En caso contrario, la ecuación (1.1) debe sustituirse por una aproximación mejor. Si se trata de dos placas rectangulares finas, con anchura a , longitud l y separación d , una fórmula más correcta cuando $a > 10d$ es

$$C \equiv \epsilon_0 \epsilon_r \frac{la}{d} \left[\frac{1}{\pi} \ln \frac{a}{d} + \frac{1 + \ln(2\pi)}{\pi} \right] \quad (1.3)$$

donde se ve que el error relativo decrece efectivamente al aumentar la relación a/d .

Un método para reducir el efecto de los bordes sin alterar las relaciones geométricas consiste en emplear guardas, tal como se indica en la figura 4.1. Consiste

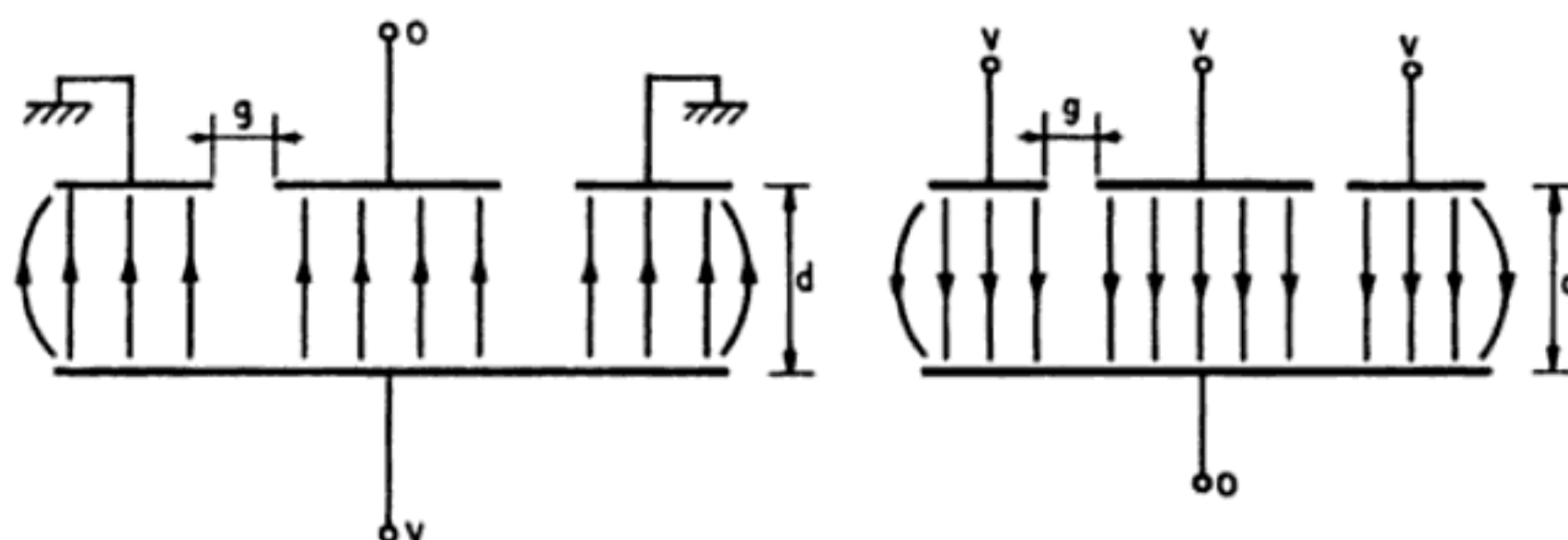


Figura 4.1 Empleo de guardas en condensadores para reducir el efecto de bordes.

en rodear uno de los dos electrodos del condensador con un anillo puesto al mismo potencial que dicho electrodo. Si el otro electrodo del condensador se mantiene a un potencial conocido, las líneas de campo eléctrico en el centro quedan delimitadas a una zona bien definida. El efecto de la separación g entre la guarda y el electrodo, supuesta $g \ll d/5$, se puede tener en cuenta empleando como anchura (o radio) efectivo del electrodo el real más $g/2$. En [20] hay factores de corrección más precisos.

Otra consideración es el aislamiento entre placas, que debe ser alto y constante. Si, por ejemplo, en caso de humedad variable aparecieran resistencias parásitas en paralelo con C por variar el aislamiento ofrecido por el dieléctrico, se tendrían variaciones en la impedancia del condensador no atribuibles a un cambio de capacidad. Si la medida es sensible sólo al módulo de la impedancia, pero no a su fase, los errores pueden ser importantes. La conductividad es un problema a considerar en dieléctricos polares (que tienen momentos dipolares permanentes), pues suelen tenerla alta. Es el caso del agua, acetona y algunos alcoholes. La presencia de una componente resistiva en la impedancia, significará que hay una disipación de potencia que puede producir interferencias térmicas. En cambio, los dieléctricos no polares, como los aceites y los distintos derivados del petróleo, suelen tener una conductividad muy baja.

Dado que sólo una de las dos superficies puede ponerse a tierra, las interferencias capacitivas son otra fuente de error a considerar. Según la figura 4.2, si otro conductor próximo, por ejemplo de la red de distribución eléctrica, está a un determinado potencial respecto a tierra, la placa que no esté conectada a tierra alcanzará también un potencial que según su frecuencia puede interferir en el circuito hasta impedir la medida. Puede ser necesario apantallar eléctricamente esta placa y los cables conectados a ella respecto al entorno ajeno al sensor.

Los cables de conexión son otra fuente de error. Al ser apantallados para evitar las interferencias capacitivas, añaden una capacidad en paralelo con el condensador, por lo que se pierde sensibilidad pues la magnitud a medir hará cambiar sólo la capacidad del sensor, que es ahora una parte de la capacidad total. Si además hay movimiento relativo entre los conductores del cable y el dieléctrico, se tiene una fuente de error adicional que puede ser muy grave si las variaciones de geometría son importantes o si el dieléctrico del cable tiene propiedades piezoeléctricas notables (apartado 6.3.1).

Los sensores capacitivos no son lineales o no lineales en sí mismos. Su linealidad depende del parámetro que varía y de si se mide la impedancia o la admitancia del condensador. En un condensador plano, por ejemplo, con ϵ , o A variable, la salida es lineal si se mide la admitancia (proporcional a C), pero es no lineal si varía la separación entre placas, de la forma $C = \epsilon A/x$ o $C = \epsilon A/(d + x)$. En este segundo caso, se tiene

$$C = \epsilon \frac{A}{d(1 + \alpha)} \quad (1.4)$$

donde $\alpha = x/d$. Si se deriva (1.4) para encontrar la sensibilidad, se obtiene

$$\frac{dC}{dx} = \frac{-\epsilon A}{d^2 (1 + \alpha)^2} = \frac{-C_0}{(1 + \alpha)^2 d} \approx -\frac{C_0}{d} (1 - 2\alpha + 3\alpha^2 - 4\alpha^3 + \dots) \quad (1.5)$$

donde se ve que el sensor no es lineal pues la sensibilidad, lejos de ser constante, varía con x y es tanto mayor cuanto menores sean d y x . Esta última consideración podría sugerir el empleo de condensadores con d muy pequeña, pero hay que tener en cuenta el límite impuesto por la tensión de ruptura dieléctrica, que para el aire es de 30 kV/cm.

Para un sensor del tipo $C = \epsilon A/x$, la sensibilidad es

$$\frac{dC}{dx} = -\frac{\epsilon A}{x^2} \quad (1.6)$$

donde su dependencia de x y, por tanto, su no linealidad, queda manifiesta. Si en este condensador se añade un dieléctrico entre placas, de la forma indicada en la figura 4.3, la capacidad respectiva de cada una de las partes es

$$C_0 = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad (1.7)$$

$$C_x = \epsilon_0 \frac{A}{x} \quad (1.8)$$

La capacidad total será la combinación en serie de la capacidad de cada parte, de la forma

$$C = \frac{C_0 C_x}{C_0 + C_x} \quad (1.9)$$

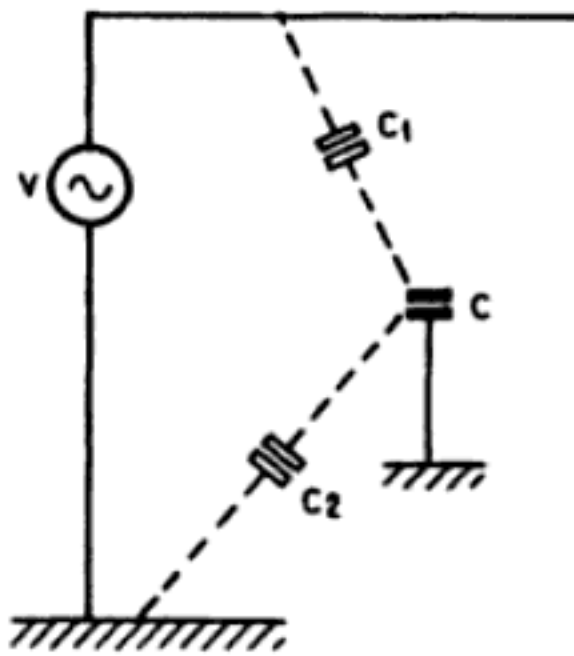


Figura 4.2 Interferencias en un sensor capacitivo debidas a campos eléctricos próximos.

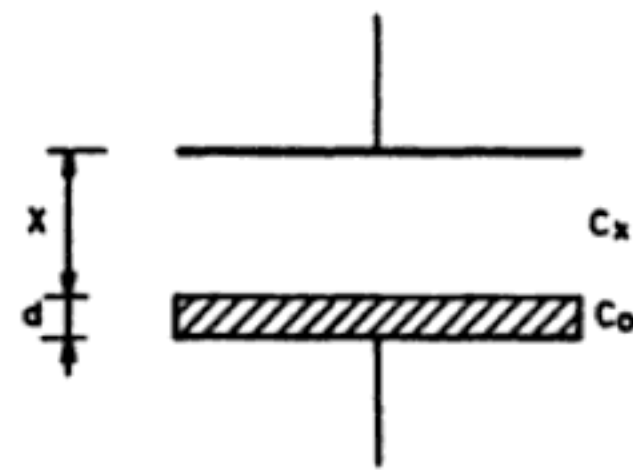


Figura 4.3 Disminución de la no linealidad de un sensor capacitivo de placas planas paralelas mediante un dieléctrico adicional.

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d} + \epsilon_0 \frac{A}{x}}{\epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d} + \epsilon_0 \frac{A}{x}} = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d + \epsilon_r x} \quad (1.10)$$

Derivando (1.10) para tener la nueva sensibilidad, se obtiene

$$\frac{dC}{dx} = -\epsilon_r \epsilon_0 \frac{A \epsilon_r}{(d + \epsilon_r x)^2} = -\frac{\epsilon_r^2 \epsilon_0 A}{d^2} \frac{1}{\left(1 + \frac{\epsilon_r x}{d}\right)^2} \quad (1.11)$$

$$\approx -\frac{C_0}{d} \epsilon_r \left[1 - \frac{2 \epsilon_r x}{d} + 3 \left(\frac{\epsilon_r x}{d} \right)^2 - 4 \left(\frac{\epsilon_r x}{d} \right)^3 + \dots \right] \quad (1.12)$$

Comparando esta ecuación con (1.6), se observa que el sistema es ahora más lineal. Por otra parte, la ecuación (1.10) indica cuál sería el efecto de la presencia, quizás inadvertida, de un dieléctrico entre las placas de un condensador de este tipo.

Una alternativa para tener una salida lineal en un sensor capacitivo plano basado en una variación de la distancia entre placas, es medir, en vez de su admitancia, su impedancia,

$$Z = \frac{1}{j\omega C} \quad (1.13)$$

El empleo de condensadores diferenciales, según se verá, permite también obtener una salida lineal con el parámetro que se detecta.

Una última consideración relativa a las limitaciones de los sensores capacitivos es su alta impedancia de salida. Si bien la impedancia decrece cuanto mayor sea la frecuencia de alimentación, la impedancia de las capacidades parásitas también decrece al aumentar la frecuencia. Una solución es poner la electrónica de acondicionamiento de señal cerca. Otra es emplear un transformador de impedancias. También se puede medir la corriente a través del condensador en vez de la tensión en bornes de éste, con lo que la exigencia de una impedancia de entrada alta desaparece, según se verá en el siguiente capítulo.

Frente a las limitaciones anteriores, los sensores capacitivos presentan una serie de ventajas que los hacen atractivos en muchas aplicaciones. Por una parte, como sensores de desplazamiento tienen un error por carga mecánica mínimo. Al no haber contacto mecánico directo, como sucedía en el caso de los potenciómetros, no hay errores de fricción ni de histéresis y, además, no hay que hacer mucha fuerza para desplazar al elemento móvil. Si se considera que la energía, E , almacenada en un condensador de capacidad C , es

$$E = \frac{1}{2} CV^2 \quad (1.14)$$

para un condensador plano, la fuerza necesaria para desplazar una placa ($F = E/d$) es del orden de

$$F = \frac{1}{2} \frac{\epsilon A}{d^2} V^2 \quad (1.15)$$

Si, por ejemplo, $A = 10 \text{ cm}^2$, $d = 1 \text{ cm}$ y $V = 10 \text{ V}$, resulta

$$F = \frac{8,85}{2} 10^{-12} \frac{10^{-3}}{10^{-4}} 10^2 \approx 4,45 \times 10^{-9} \text{ N} \quad (1.16)$$

que es una fuerza prácticamente despreciable. Las placas pueden tener además poca masa, reduciéndose así su inercia.

Otra ventaja es que la estabilidad y la reproducibilidad son muy elevadas, pues al no depender C de las propiedades (conductividad) de las placas, no afectan en este sentido los cambios de temperatura, ni hay envejecimiento ni derivas temporales. La dilatación térmica de las placas, sí que afecta. Si el dieléctrico es aire, ϵ_r varía poco con la temperatura. Para una temperatura absoluta T (K), una presión P (Pa) y una humedad relativa γ (%), tenemos

$$\epsilon_r (\text{aire}) = 1 + \frac{P}{T} \left[28 + \frac{\gamma P_H}{P} \left(\frac{135}{T} - 0,0039 \right) \right] \quad (1.17)$$

donde P_H es la presión de vapor de saturación para el agua a la temperatura T ,

$$\log P_H = 7,45 \frac{T - 273}{T - 38,3} + 2,78 \quad (1.18)$$

Para otros materiales los cambios térmicos de la permitividad pueden ser importantes, pero su resistividad suele variar más, por lo que los sensores resistivos cabe considerarlos a priori como inferiores en este aspecto.

La alta resolución disponible en la medida de capacidades hace que se tenga también una resolución muy alta en los sensores capacitivos, en particular para la medida de desplazamientos, pues se logra detectar cambios de hasta 10 pm. La utilización de técnicas de fotolitografía, frecuentes en la industria de los semiconductores, ha creado grandes perspectivas para este tipo de sensores.

Por último, si bien se deben apantallar de campos eléctricos externos, según se ha dicho, los sensores capacitivos no producen campos magnéticos o eléctricos grandes. Esto es una ventaja frente a los sensores inductivos, que pueden producir campos magnéticos de dispersión intensos.

En la figura 4.4 se muestran esquemáticamente algunas disposiciones de me-

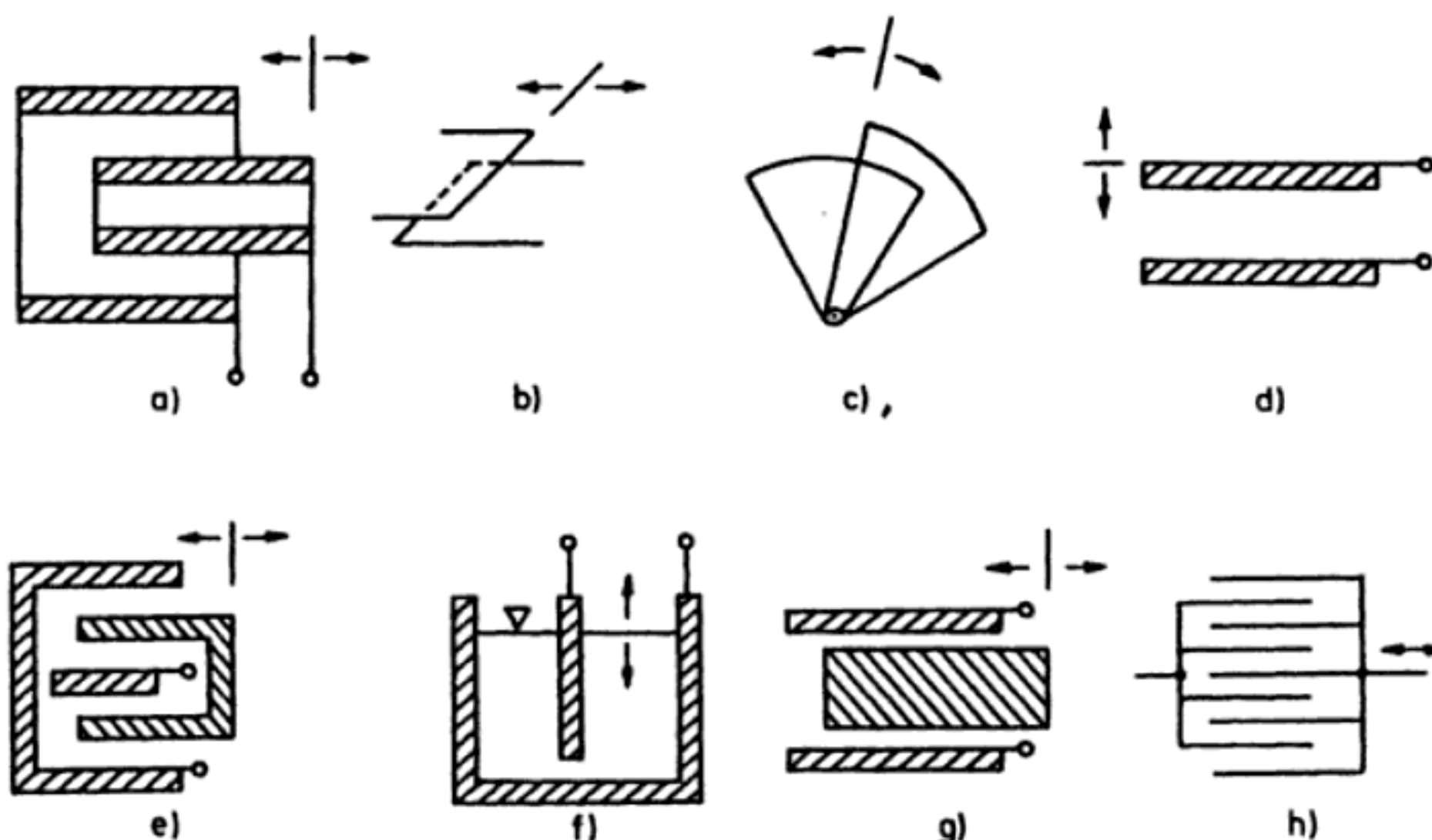


Figura 4.4 Esquema del principio de funcionamiento de diversos sensores capacitivos basados en una variación de área, de distancia entre placas y de dieléctrico.

dida basadas tanto en una variación de área como en una variación de la separación o del dieléctrico, si bien esta última no es tan frecuente debido a los problemas mecánicos de construcción y operación. Para medir desplazamientos grandes y muy pequeños, se emplea la configuración de distancia variable. Para desplazamientos intermedios, 1 a 10 cm, es más habitual la de área variable.

Para muchas de estas configuraciones hay variantes con placas múltiples, que obedecen a (1.1). Cabe señalar que en este caso, si por ejemplo el parámetro variable es A , se aumenta la sensibilidad, pues

$$dC = \frac{\epsilon}{d} (n - 1) dA \quad (1.19a)$$

pero la sensibilidad relativa no cambia,

$$\frac{dC}{C} = \frac{dA}{A} \quad (1.19b)$$

Los valores habituales de C están entre 1 y 500 pF, y la frecuencia de alimentación suele ser superior a 10 kHz para reducir la impedancia de salida.

Entre las aplicaciones más inmediatas de los sensores capacitivos, según se deduce de la figura 4.4, están la medida de desplazamientos lineales y angulares, y los detectores de proximidad. Estos últimos tienen un alcance superior al doble de los detectores inductivos, y se pueden aplicar no sólo a metales sino también a dieléctricos como papel, madera, vidrio y plástico. Pueden detectar incluso a través de una pared o caja de cartón. Los sensores capacitivos se pueden realizar

bien por micromecanizado y se prestan a la integración. En [10] se describe una de las numerosas realizaciones posibles. Además, los sensores capacitivos permitirán la medida de cualquier magnitud que se pueda convertir en un desplazamiento, como pueden ser la presión, la fuerza o par, o la aceleración, si se aplica a un sistema inercial; algunos microacelerómetros de silicio están basados en un sensor capacitivo. Los sensores de presión capacitivos con diafragma de silicio emplean diafragmas más finos que los equivalentes piezorresistivos y por ello pueden medir presiones menores. En la figura 4.5a se muestra un microsensor de presión capacitivo con diafragma corrugado. La alta resolución de los sensores capacitivos permite incluso la medida de deformaciones mediante un sistema como el esbozado en la figura 4.5b. Consiste en dos láminas flexibles arqueadas, montadas una sobre otra y cementadas sobre la pieza a ensayar. La deformación de esta pieza en dirección horizontal cambia la curvatura de los arcos y con ella la distancia vertical entre las placas del condensador. Este tipo de galga extensométrica permite medir a altas temperaturas y posee un coeficiente de temperatura mucho más pequeño que las galgas basadas en un conductor, si bien sus dimensiones son mayores (1 a 2 cm). En [2] se presentan diversos tipos de micrómetros capacitivos.

Las variaciones de la constante dieléctrica se aplican, por ejemplo, en la medida de humedad (inferior al 85%), empleando óxido de aluminio o poliimida como dieléctrico [11] [12]; al análisis químico de mezclas binarias de fluidos no conductores con constante dieléctrica muy distinta, por ejemplo la mezcla gasolina-etanol en automóviles (figura 4.5c); a la medida de temperatura, empleando mezclas de materiales ferroeléctricos para obtener la temperatura de Curie adecuada, por ejemplo, SrTiO_3 ($T_c = -240^\circ\text{C}$) y BaTiO_3 ($T_c = +120^\circ\text{C}$) y a la medida de espesores finos de materiales dieléctricos cuya permitividad no cambie apenas con la humedad o se mantenga constante al variar ésta. En las figuras 4.5d y e se muestra un inclinómetro direccional basado en la variación respectiva de la capacidad entre dos pares de placas curvadas que constituyen la cara interna de una cúpula. La cara externa de la cúpula es de aluminio y actúa de masa eléctrica. Entre las dos caras hay un líquido de constante dieléctrica alta que no llena todo el espacio sino que deja una burbuja de aire (indicada a trazos). Cuando el sensor está en posición horizontal, la burbuja está centrada, pero cuando se inclina en una dirección se desplaza, modificando la capacidad de cada uno de los dos condensadores, definidos en direcciones ortogonales. La resolución es de $0,01^\circ$ y el margen de $\pm 20^\circ$.

Otra de las aplicaciones muy frecuentes, además de las medidas de desplazamientos, es la medida de nivel de líquidos conductores y no conductores (aceite, gasolina). En la figura 4.6a se presenta un sensor basado en una variación de área aplicable al caso de un líquido conductor. La expresión de la capacidad considerando que es un sistema de dos electrodos cilíndricos, es

$$C_h = \frac{2\pi \epsilon h}{\ln d_2/d_1} \quad (1.20)$$

El recipiente metálico debe conectarse a tierra para evitar el peligro de las descargas eléctricas y el efecto de las capacidades parásitas.

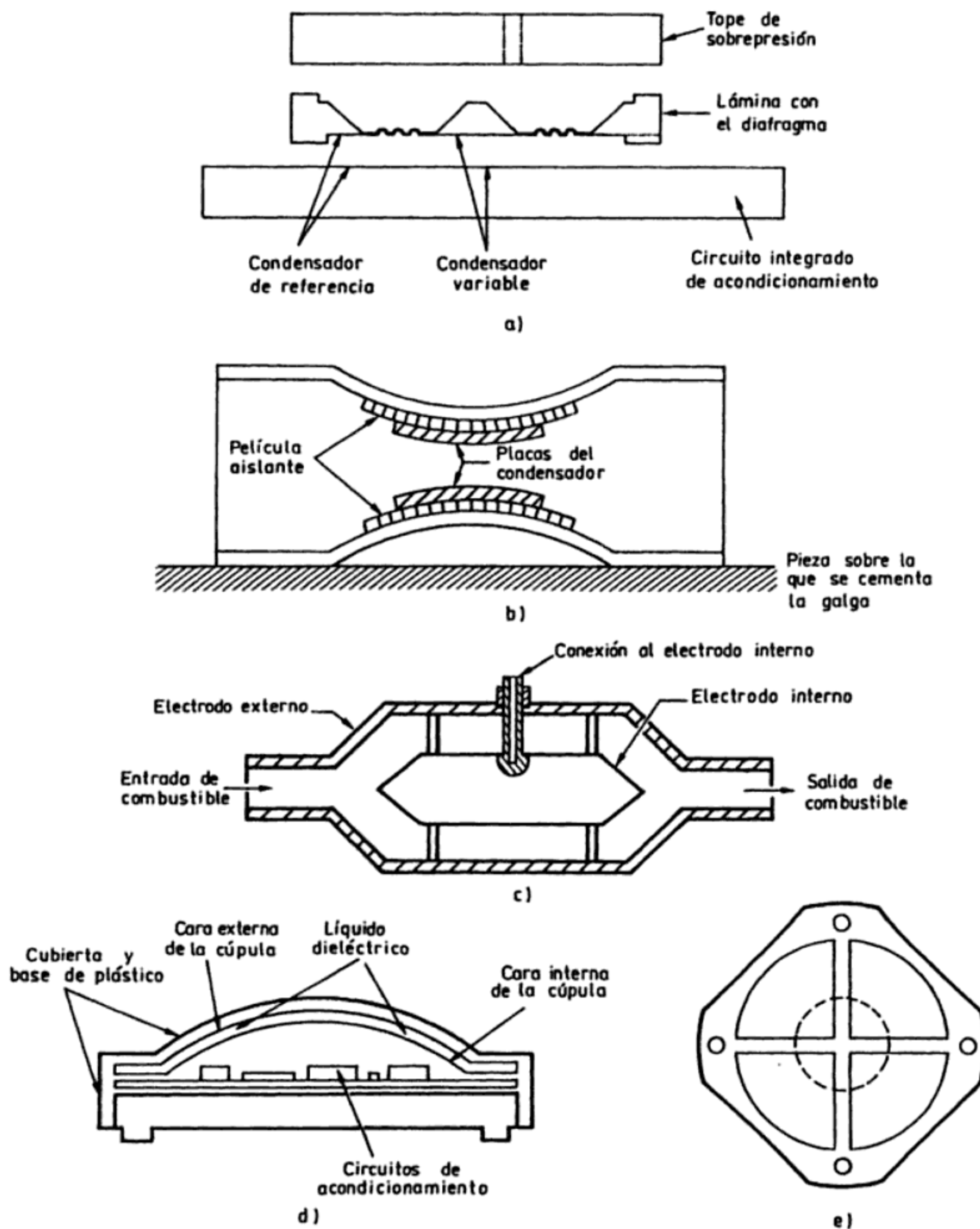


Figura 4.5 Ejemplos de sensores capacitivos. a) Para medir presiones mediante un diafragma corrugado (Documentación Monolithic Sensors Inc.). b) Galga extensométrica capacitiva. c) Medidor de composición de la mezcla gasolina-etanol en automóviles (Documentación Siemens). d) y e) Inclinómetro (Documentación Lucas Sensing Systems).

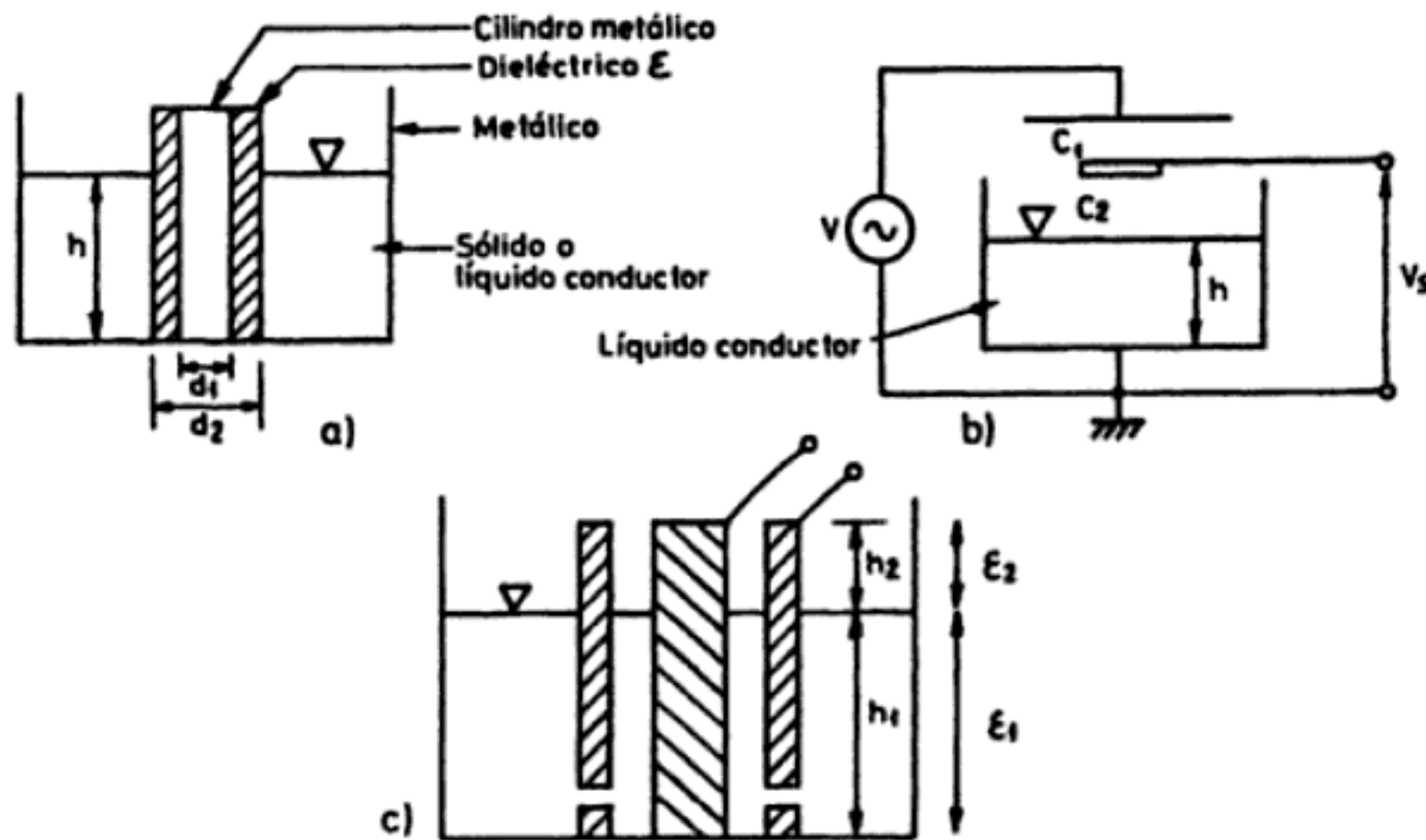


Figura 4.6 Configuraciones de sensores capacitivos para la medida del nivel de líquidos conductores y no conductores.

El sensor de la figura 4.6b está basado en una variación de distancia, y es aplicable cuando la conductividad del líquido es muy alta (mercurio, agua, ...), de modo que su superficie pueda actuar como «electrodo». Si es así, se forma un divisor de tensión capacitivo que da una tensión de salida

$$V_s = V \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (1.21)$$

siendo C_1 constante y C_2 variable de forma inversamente proporcional a h . La salida es, pues, no lineal, pero se puede linealizar mediante un servosistema que desplace el electrodo de medida y el de referencia, de modo que su distancia al líquido sea constante, y midiendo cuánto hay que desplazar el electrodo de medida para que así suceda.

El sensor de nivel de la figura 4.6c está basado en una variación de dieléctrico. Si los dos cilindros conductores se consideran coaxiales, la capacidad total será

$$C \approx \frac{2\pi}{\ln(r_2/r_1)} (\epsilon_1 h_1 + \epsilon_2 h_2) \quad (1.22)$$

y, así, de no haber capacidades parásitas, la relación entre C y h_1 sería lineal.

4.1.2 Condensador diferencial

Un condensador diferencial consiste en dos condensadores variables dispuestos físicamente de tal modo que experimenten el mismo cambio pero en sentidos opuestos. Si se considera, por ejemplo, la figura 4.7, se tiene

$$C_1 = \frac{\epsilon A}{d+x} \quad (1.23a)$$

$$C_2 = \frac{\epsilon A}{d-x} \quad (1.23b)$$

Mediante un acondicionamiento adecuado de la señal de salida, se logra que ésta sea lineal, y además hay un aumento de la sensibilidad con respecto al caso de un condensador simple.

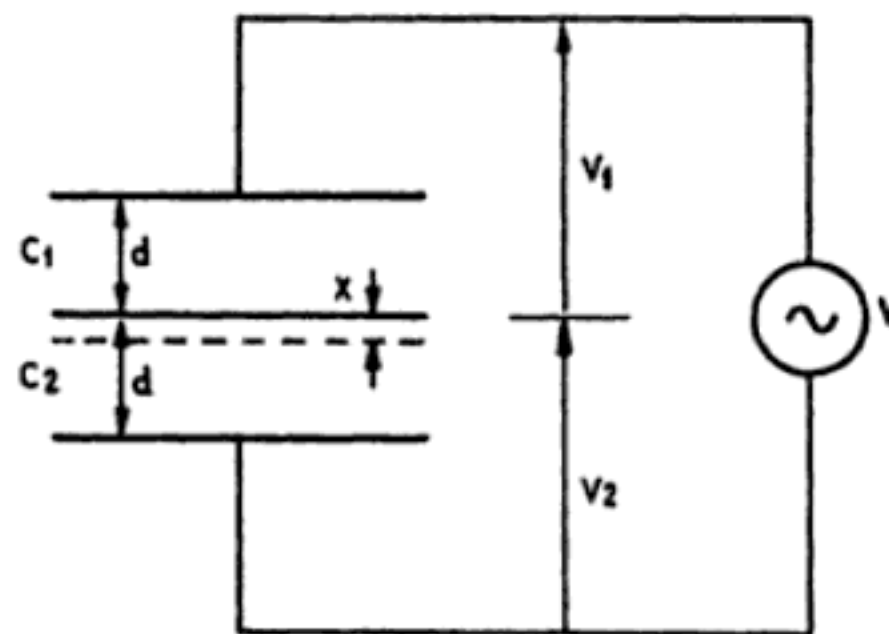


Figura 4.7 Condensador diferencial basado en la variación de distancia entre placas.

Para obtener una tensión de salida, se puede restar o dividir V_1 y V_2 . En el primer caso, se tendrá

$$V_1 = \frac{V}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} \cdot \frac{1}{j\omega C_1} = V \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (1.24)$$

$$V_2 = \frac{V}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} \cdot \frac{1}{j\omega C_2} = V \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (1.25)$$

y sustituyendo las capacidades por los valores dados por (1.23a y 1.23b), se obtiene

$$V_1 = V \frac{\frac{1}{d-x}}{\frac{1}{d+x} + \frac{1}{d-x}} = V \frac{d+x}{2d} \quad (1.26)$$

$$V_2 = V \frac{\frac{1}{d+x}}{\frac{1}{d+x} + \frac{1}{d-x}} = V \frac{d-x}{2d} \quad (1.27)$$

y al restar,

$$V_1 - V_2 = V \left(\frac{d+x}{2d} - \frac{d-x}{2d} \right) = V \frac{x}{d} \quad (1.28)$$

Si se mide, en cambio, la relación de tensiones,

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{C_1}{C_2} = \frac{\frac{\epsilon A}{d+x}}{\frac{\epsilon A}{d-x}} = \frac{d-x}{d+x} \quad (1.29)$$

expresión que se puede linealizar, quedando como $1 - x/d$, sólo si $x/d \ll 1$. Por lo tanto, la salida es no lineal. Si en vez de variar C_1 y C_2 con la distancia entre placas, el parámetro variable es su área, por ejemplo tal como se indica en la figura 4.8a, se tiene

$$C_1 = \epsilon \frac{a(x_0 - x)}{d} = \epsilon \frac{a}{d} x_0 \frac{(x_0 - x)}{x_0} = C_0 \frac{x_0 - x}{x_0} \quad (1.30)$$

$$C_2 = \epsilon \frac{a(x_0 + x)}{d} = \epsilon \frac{a}{d} x_0 \frac{(x_0 + x)}{x_0} = C_0 \frac{x_0 + x}{x_0} \quad (1.31)$$

En este caso, también, una medida que implicara una diferencia de capacidades daría un resultado proporcional a x , pero una que implicara el cociente, no. Con el esquema de la figura 4.8b se obtienen las mismas expresiones (1.30) y (1.31).

Los sensores capacitivos diferenciales se emplean para medir desplazamientos entre 10^{-13} y 10 mm, con valores de capacidad del orden de 1 a 100 pF. Un micro-acelerómetro de silicio basado en un condensador diferencial (Motorola), consiste en tres placas planas paralelas de polisilicio con superficie micromecanizada y separadas por aire. La placa superior y la inferior son fijas, mientras que la central pende de dos brazos en voladizo y constituye una masa inercial que es sensible a la aceleración en dirección perpendicular a las placas. El inclinómetro de la figura 4.5e también es diferencial.

En la figura 4.8c se presenta un sensor capacitivo angular diferencial lineal (LRDC) [13]. Consiste en dos placas circulares iguales paralelas, cada una dividida por un espacio aislante en dos mitades a lo largo de un diámetro. Uno de los dos pares de placas semicirculares resultantes puede girar respecto al otro. El área

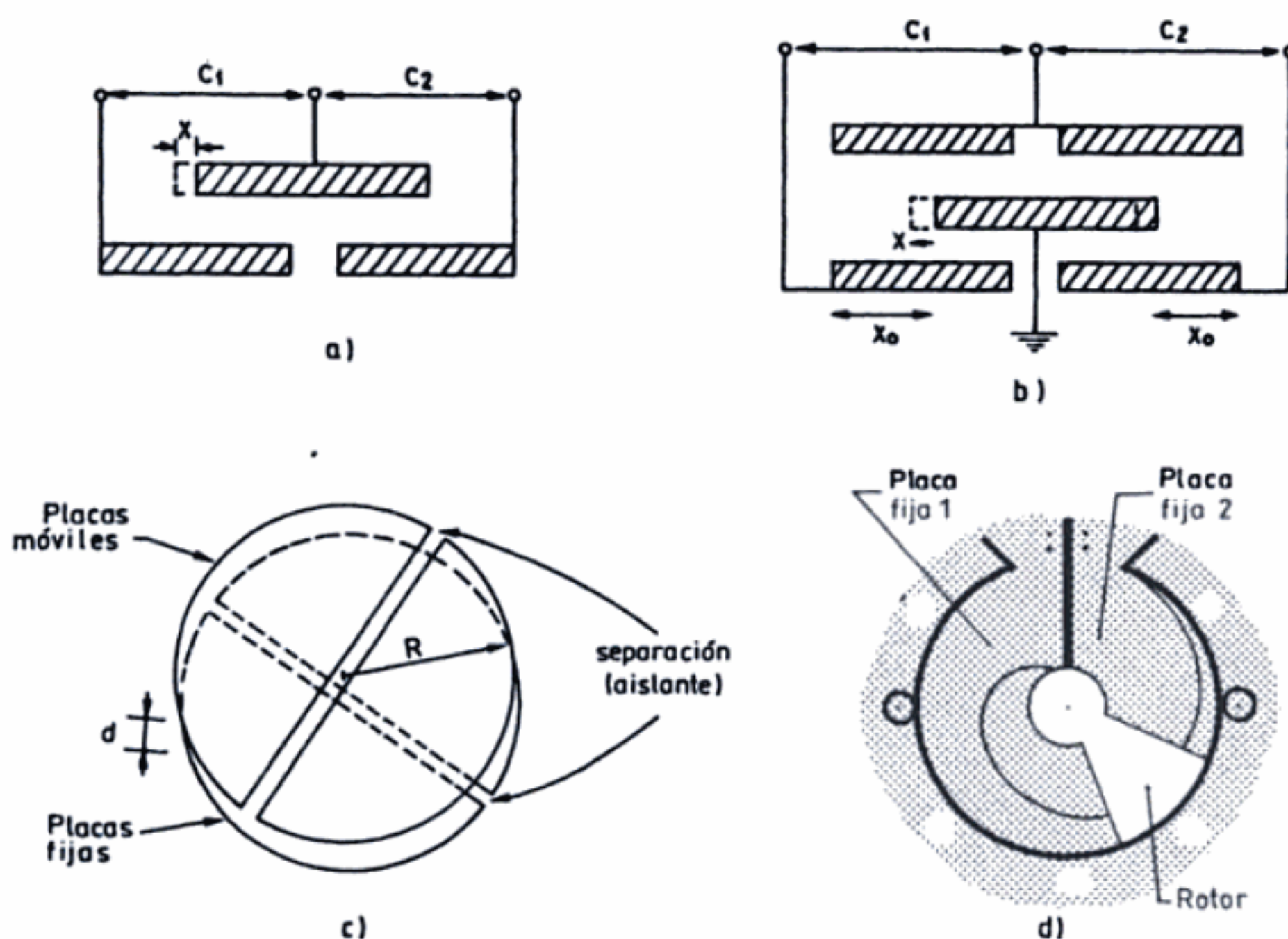


Figura 4.8 Condensadores diferenciales basados en la variación del área efectiva entre placas.

de cada condensador es proporcional al desplazamiento angular θ medido respecto a la posición de desplazamiento cero, que corresponde al caso en que los dos espacios aislantes son perpendiculares entre sí. Si se desprecian las capacidades parásitas, se forman cuatro condensadores cuyas capacidades respectivas son

$$C_1 = C_3 = \frac{\epsilon_o \pi R^2}{4d} \left(1 + \frac{2\theta}{\pi} \right) \quad (1.32)$$

$$C_2 = C_4 = \frac{\epsilon_o \pi R^2}{4d} \left(1 - \frac{2\theta}{\pi} \right) \quad (1.33)$$

Si estos cuatro condensadores se ponen en un puente, con C_1 y C_3 (y C_2 y C_4) en brazos opuestos, la tensión de salida será proporcional a θ .

La figura 4.8d muestra otro condensador diferencial, en este caso con dos placas fijas y una placa móvil («rotor») (Camille Bauer Inc.). Se definen así dos condensadores donde el desplazamiento del rotor aumenta la capacidad de uno y disminuye en igual cuantía la del otro, permaneciendo constante la suma de capacidades.

Las limitaciones descritas para el condensador variable son, en general, aplicables aquí también, salvo en lo relativo a la linealidad, pues según se ha visto es posible tener una salida proporcional a la magnitud de interés incluso en el caso de una variación de la distancia entre placas. Una fuente de error particularmente

grave es la capacidad de los cables de salida pues está en paralelo con cada condensador y ello introduce una no linealidad y una pérdida de sensibilidad.

4.2 SENSORES INDUCTIVOS

4.2.1 Sensores basados en una variación de reluctancia

La inductancia de un circuito indica la magnitud del flujo magnético que concatena debido a una corriente eléctrica. Si se trata de una corriente circulando por el propio circuito, se habla de autoinductancia, L . En caso contrario, se habla de inductancia mutua. Los sensores basados en la variación de inductancia mutua se exponen en los apartados 4.2.3 y 4.2.4.

La inductancia se puede expresar como

$$L = N \frac{d\Phi}{di} \quad (2.1)$$

donde N es el número de vueltas del circuito, i la corriente y Φ el flujo magnético. Este último está relacionado con la fuerza magnetomotriz M y con la reluctancia magnética R , de la forma

$$\Phi = \frac{M}{R} \quad (2.2)$$

Dado que $M = N i$, se tiene finalmente

$$L = \frac{N^2}{R} \quad (2.3)$$

Para una bobina de sección A y de longitud l mucho mayor que sus dimensiones transversales, R viene dada por

$$R = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l}{A} + \frac{1}{\mu_0} \frac{l_0}{A_0} \approx \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l}{A} \quad (2.4)$$

donde μ_r es la permeabilidad relativa del núcleo de la bobina, l_0 el recorrido de las líneas de campo en el aire (fuera de la bobina) y A_0 la sección transversal del camino recorrido. La aproximación indicada se basa en que A_0 es muy grande.

Si el circuito magnético incluye tramos en el aire y tramos en un material ferromagnético dispuestos en serie, la expresión general es

$$R = \sum \frac{1}{\mu_0} \frac{l_0}{A_0} + \sum \frac{1}{\mu} \frac{l}{A} \quad (2.5)$$

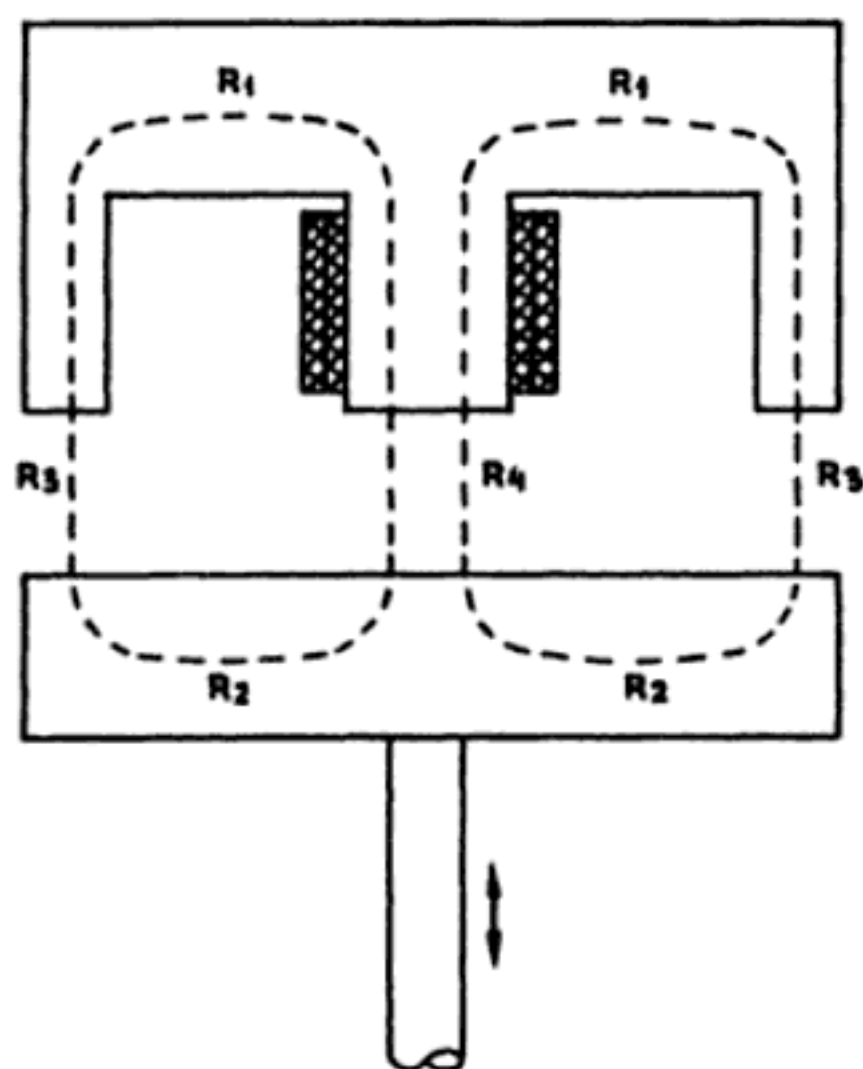


Figura 4.9 Sensor de reluctancia variable con tramos en el hierro y tramos en el aire.

En el circuito magnético de la figura 4.9, por ejemplo, si se desprecian los flujos de dispersión en las armaduras y en los entrehierros, la reluctancia total viene dada por

$$R = \frac{R_1}{2} + \frac{R_2}{2} + \frac{R_3}{2} + R_4 \quad (2.6)$$

Así pues, cualquier variación en N , μ (permeabilidad del material en el interior y alrededor de la bobina) o la geometría (l o A) puede emplearse, en principio, para la transducción. No obstante, la mayoría de los sensores inductivos son de reluctancia variable y es un desplazamiento el que la modifica, afectando sobre todo a l_0 y a μ . Los primeros se denominan sensores de entrehierro variable y los segundos sensores de núcleo móvil. R también puede variar por las corrientes de Foucault, según se expone en el apartado siguiente.

La aplicación de una inductancia variable a la transducción está sujeta también a una serie de limitaciones. En primer lugar, los campos magnéticos parásitos afectan a L , por lo que puede ser necesario disponer un apantallamiento magnético a su alrededor para que los cambios observados sean sólo debidos al fenómeno a detectar.

La relación entre L y R no es constante sino que varía hacia los extremos del dispositivo pues el campo deja de ser uniforme. El flujo magnético disperso es mayor que el flujo eléctrico disperso en los condensadores. Esto limita el alcance de medida para una longitud determinada y es una fuente de interferencias para otros dispositivos o circuitos de las proximidades.

Por otra parte, según (2.3) L y R son inversamente proporcionales. Si el parámetro variable es l , el dispositivo tendrá una impedancia inversamente proporcional a l . Si lo que varía es μ , entonces hay proporcionalidad.

Un factor adicional, frecuente aquí pero común a todos los sensores alimentados en alterna, es que si la salida puede ser bidireccional, es decir, si hay una posición central con salida nula, hace falta un amplificador de portadora para detectar la fase de la tensión de salida final. No basta con medir su amplitud (apartado 5.3.1).

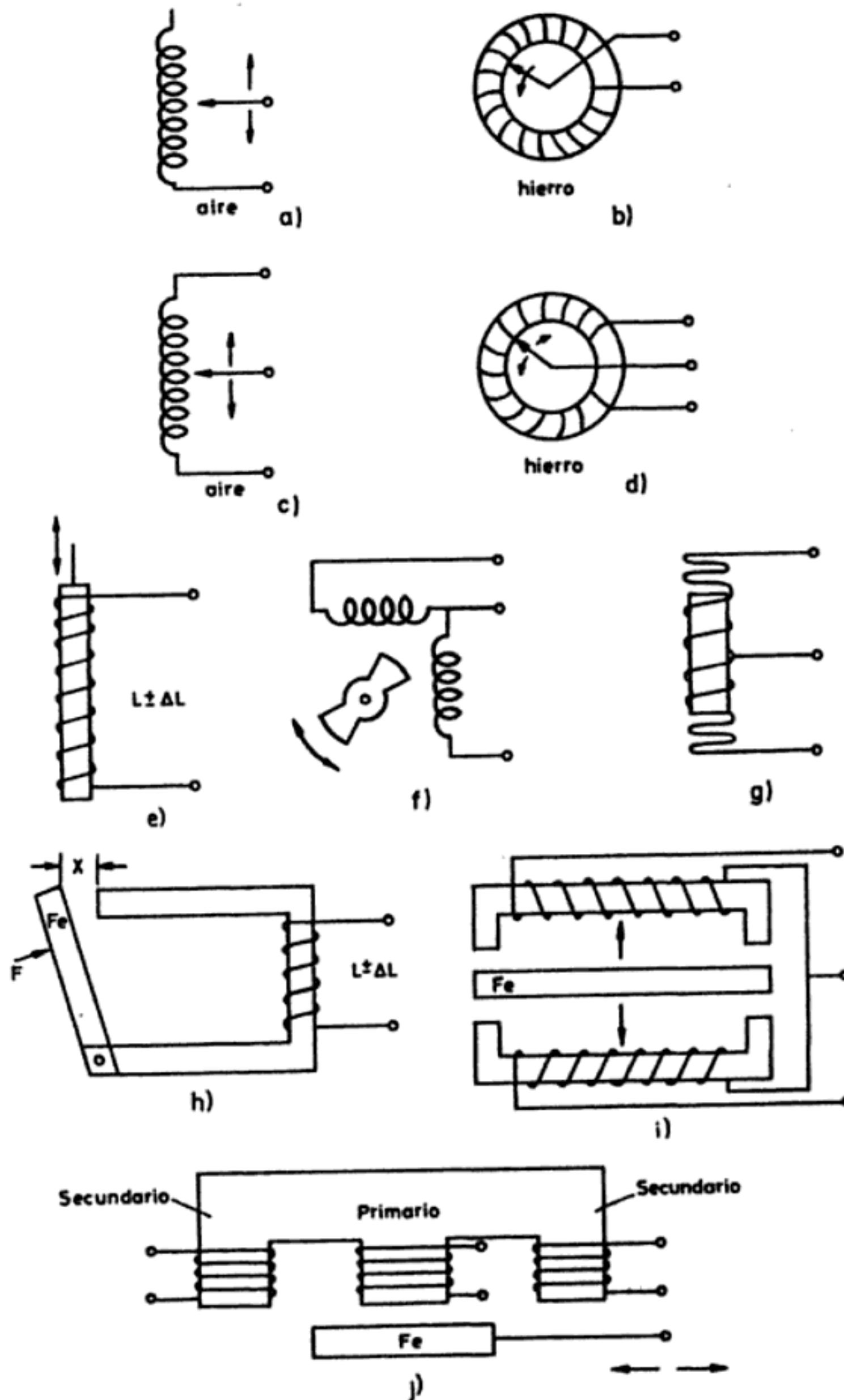


Figura 4.10 Distintas configuraciones para sensores de reluctancia variable.

Por último, hay que recordar que todos los dispositivos basados en las propiedades magnéticas de los materiales deben trabajar a una temperatura inferior a la de Curie, y esto limita el margen de temperaturas donde se pueden aplicar este tipo de sensores.

Entre las principales ventajas cabe señalar que les afecta poco la humedad ambiental y otros contaminantes, a diferencia de los sensores capacitivos; que imponen poca carga mecánica, aunque superior a la de un condensador variable; y, sobre todo, su alta sensibilidad.

En la figura 4.10 se presentan los esquemas de distintas configuraciones empleadas en la medida. En las figuras 4.10a, b, c y d, un desplazamiento del cursor cambia el número de espiras de la bobina definida entre un contacto fijo y el cursor deslizante o giratorio. En las figuras 4.10e, f y g, el cambio se debe al desplazamiento de un núcleo ferromagnético. En las figuras 4.10h e i, la reluctancia cambia debido a la variación del entrehierro, mientras que en la figura 4.10j hay un cambio de inductancia mutua entre primario y secundario. Los modelos diferenciales (figuras 4.10b, d, f, g, e i) son menos sensibles a campos magnéticos externos, cambios de temperatura y variaciones de la tensión y frecuencia de alimentación.

En cuanto a los materiales empleados en estos sensores, la consideración principal es el tipo de núcleo empleado. Con un núcleo de aire se puede trabajar hasta frecuencias más altas que con un núcleo de hierro, pero las variaciones de inductancia son pequeñas. Si se emplea núcleo de hierro (u otro material ferromagnético), la frecuencia de trabajo no debe rebasar unos 20 kHz, de lo contrario habría demasiadas pérdidas en el núcleo. Además, μ varía con la corriente, por lo que hay que limitarse a tensiones inferiores a unos 15 V eficaces. Sus ventajas son que el circuito magnético está más definido y, en consecuencia, es más insensible a campos externos, produce menos campo de interferencias y, además, las variacio-

Cuadro 4.2 Características del sensor de desplazamiento inductivo diferencial modelo W5TK (Documentación HBM).

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Unidad</i>
Desplazamiento nominal	± 5	mm
Clase de precisión	0,4 (o 0,2)	
Tensión de salida nominal a fondo de escala	$\pm 80 \pm 1\%$	mV/V
Error de intercambiabilidad	$< \pm 1$	%
Error de linealidad como porcentaje de la tensión de salida nominal	$< \pm 0,4$ (o 0,2)	%
Deriva térmica de la tensión de salida nominal, cada 10 K	$< \pm 0,2$	%
Deriva térmica del punto de salida cero, cada 10 K, como porcentaje de la salida nominal	$< \pm 0,5$	%
Margen de temperatura nominal	- 20... + 80	°C
Tensión de alimentación	$2,5 \pm 5\%$	V
Frecuencia de alimentación	5	kHz
Inductancia total	10	mH
Resistencia total	90	Ω

nes de inductancia son mayores que cuando el núcleo es de aire. Las inductancias nominales empleadas son de 1 a 100 mH.

Al igual que en el caso de los sensores capacitivos, la figura 4.10 sugiere que una de las aplicaciones de los sensores de reluctancia variable es la medida de desplazamiento y posición, y los detectores de proximidad de objetos metálicos férricos, en particular en entornos industriales, con polvo y vibraciones. En estas condiciones, tanto los interruptores electromecánicos como los detectores ópticos, tienen escasa fiabilidad. En el cuadro 4.2 se recogen las características principales de un sensor inductivo diferencial. Son también detectores inductivos los que se colocan debajo del pavimento de las calles para contar el número de vehículos que circulan.

Los sensores inductivos también permiten medir otras magnitudes si un sensor primario apropiado las convierte en un desplazamiento. Este es el caso del sensor de presión esquematizado en la figura 4.11, donde el diafragma es ferromagnético. De no serlo, se puede medir el desplazamiento del punto central. También se podría detectar el desplazamiento del extremo libre de un tubo Bourdon. Los diafragmas ferromagnéticos permiten medir presiones variables de alta frecuencia, porque se pueden poner directamente en contacto con el fluido. En otros diafragmas, en cambio, hay que transmitir la presión desde un diafragma de acero externo hasta el diafragma interno, por ejemplo con una cámara de aceite, y esto reduce la respuesta frecuencial. A diferencia de los diafragmas con galgas, aquí no hay cables de conexión con el diafragma, por lo que el sensor es más robusto.

Para medir fuerzas basta detectar la deflexión de un elemento deformable. Este método se aplica, por ejemplo, al control de peso y al cálculo del centro de gravedad de aviones en la pista de despegue, empleando sensores inductivos diferenciales dispuestos en elementos estructurales del tren de aterrizaje.

Un tipo de aplicación distinta es la medida de espesores [3]. Se basa en medir el flujo magnético, que varía en función del espesor de la pieza, pues la reluctancia

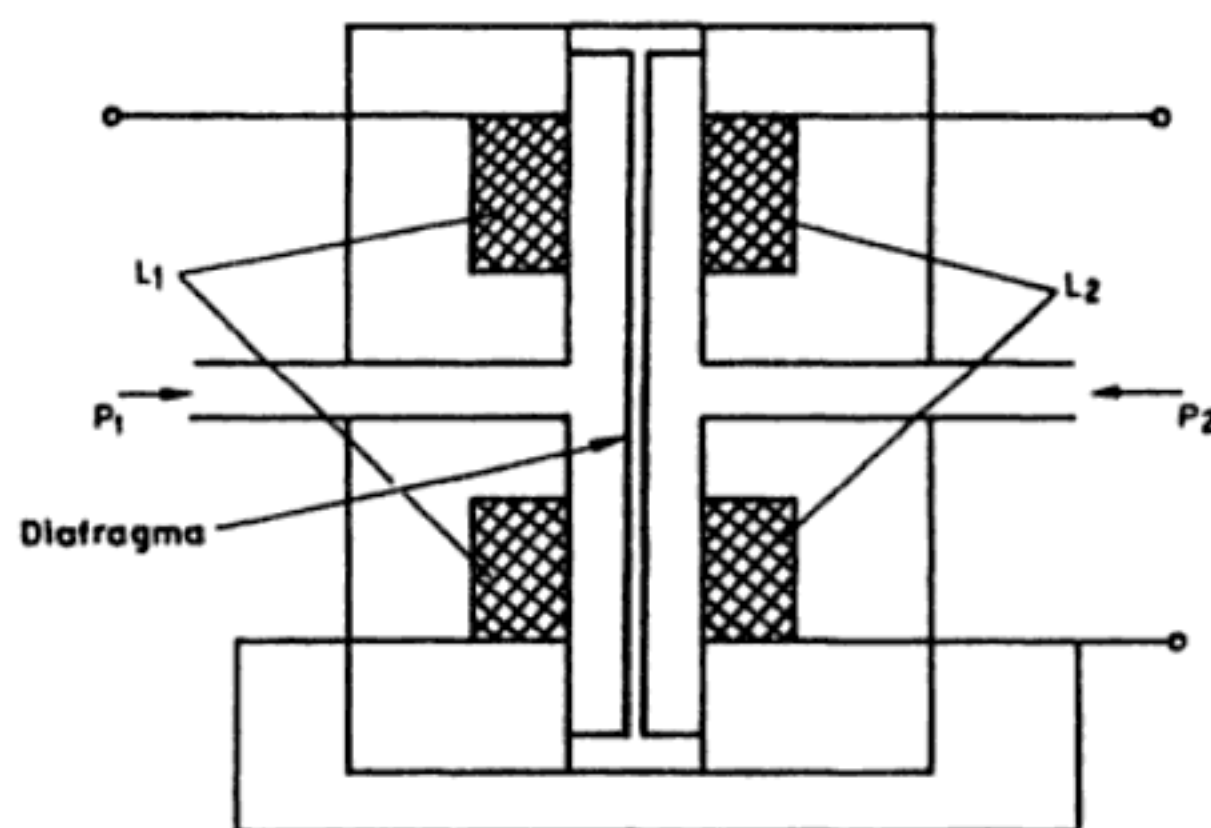


Figura 4.11 Sensor de presión diferencial de reluctancia variable basado en un diafragma ferromagnético y dos bobinas fijas.

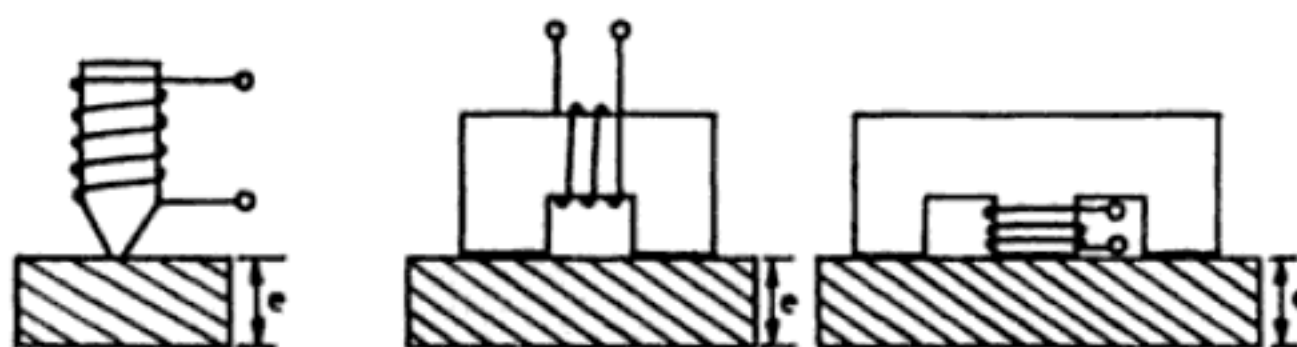


Figura 4.12 Distintos métodos de medida del espesor de una pieza de material ferromagnético basándose en la variación de reluctancia.

varía según las dimensiones del camino que recorre el flujo y se puede hacer que éstas dependan del espesor. Si la pieza es magnética, se emplean configuraciones como las indicadas en la figura 4.12. El núcleo debe ser ferromagnético, pero de reluctancia muy inferior a la de la pieza a medir, y debe estar laminado para evitar corrientes de Foucault. Si la pieza no es magnética se puede depositar sobre una base ferromagnética de espesor suficientemente grande, tal como se indica en la figura 4.13. Los alcances de medida en acero por, ejemplo, son de 0,025 a 2,5 mm.

4.2.2 Sensores basados en corrientes de Foucault

La impedancia de una bobina por la que circula una corriente alterna queda alterada si se introduce una superficie conductora dentro de su campo magnético. Ello es debido a que se inducen corrientes de Foucault en la superficie que crean su propio campo magnético, opuesto al de la bobina. Cuanto más próximas estén la bobina y la superficie, mayor es el cambio de impedancia.

Para poder emplear este método de medida, el espesor del material donde se inducen las corrientes debe ser suficientemente grande comparado con la profundidad de penetración de aquéllas, que viene dada por

$$\delta = (\pi f \mu \sigma)^{-1/2} \quad (2.7)$$

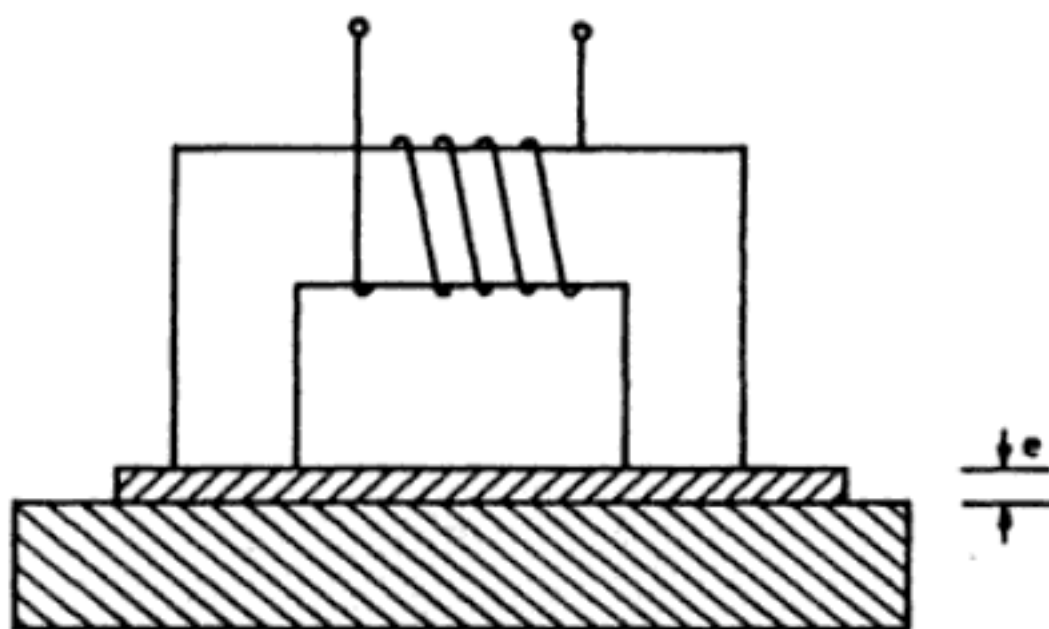


Figura 4.13 Medida del espesor de un material no ferromagnético a partir de una variación de reluctancia.

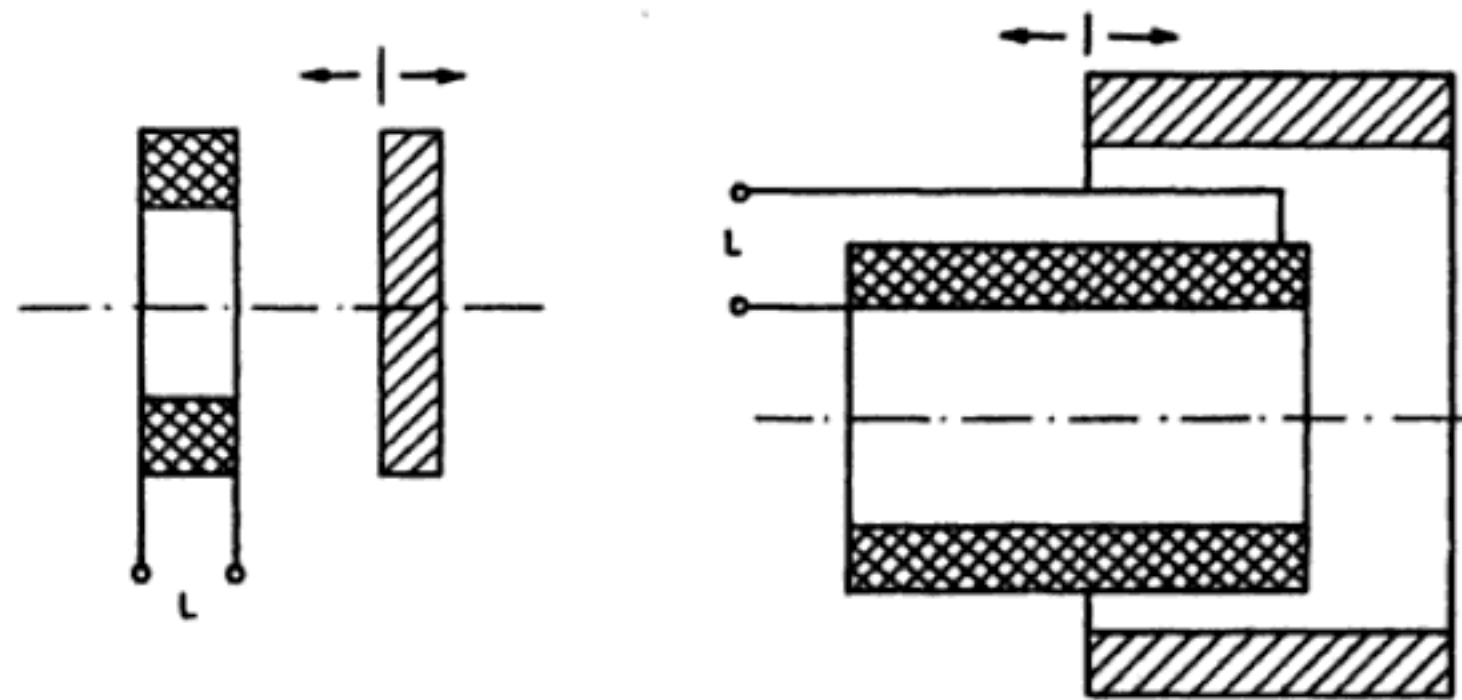


Figura 4.14 Distintas configuraciones de sensores basados en las corrientes de Foucault.

donde σ es la conductividad del material, μ su permeabilidad y f la frecuencia de la corriente.

La relación entre la impedancia de la bobina y la distancia del blanco es, en general, no lineal. El cambio de impedancia también depende del material (σ y μ) y, por lo tanto, será sensible a sus cambios, debidos por ejemplo a variaciones de temperatura, que de esta forma afectarán a la sensibilidad.

La gran ventaja de estos sensores es que no requieren materiales ferromagnéticos para su funcionamiento. Por consiguiente, pueden emplearse a temperaturas altas, superiores a la de Curie, comercializándose modelos que trabajan hasta 600°C. Además, algunas configuraciones no necesitan enlaces mecánicos, por lo que su carga mecánica es aún menor que en los sensores de reluctancia variable.

En la figura 4.14 se presentan las configuraciones habituales. En un caso se trata de una bobina perpendicular a una superficie metálica, mientras que en el otro se trata de un manguito conductor que desliza sobre la bobina. Hay también modelos diferenciales que emplean dos bobinas activas, o una activa y otra pasiva para compensación en el puente de medida. La frecuencia de alimentación es alta, 1 MHz o mayor, y un alcance de medida típico es de 0,5 mm a 60 mm.

Aparte de las aplicaciones similares a las de los sensores de reluctancia variable (detectores de proximidad, medida de espesores, medidas de aceleración en sistemas masa-resorte donde se mide el desplazamiento de la masa) hay algunas aplicaciones singulares. En la figura 4.15 se representa el esquema de una medida de nivel de metales líquidos [3]. Las paredes del tubo son de acero poco magnético. La inductancia de cada bobina depende de las corrientes de Foucault producidas en el líquido y, por tanto, cambia con el nivel.

En los tacómetros de arrastre (figura 4.16) hay un imán permanente que gira accionado por el eje cuya velocidad se desea medir. Al girar el imán, induce corrientes de Foucault en la cápsula conductora, no ferromagnética, que crean su propio campo magnético interactuado con el del imán. La carcasa está retenida por un muelle, de forma que gira un determinado ángulo hasta que el par de recuperación del muelle iguale al par de arrastre, convirtiendo así velocidad en par. El ángulo girado viene indicado en un cuadrante. La respuesta dinámica es de segundo orden.

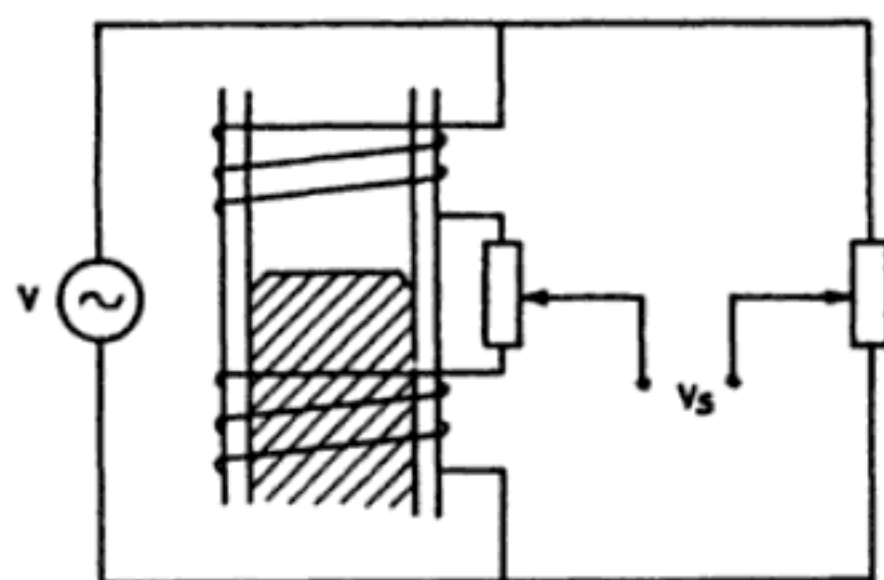


Figura 4.15 Medida del nivel de metales líquidos basado en las corrientes de Foucault.

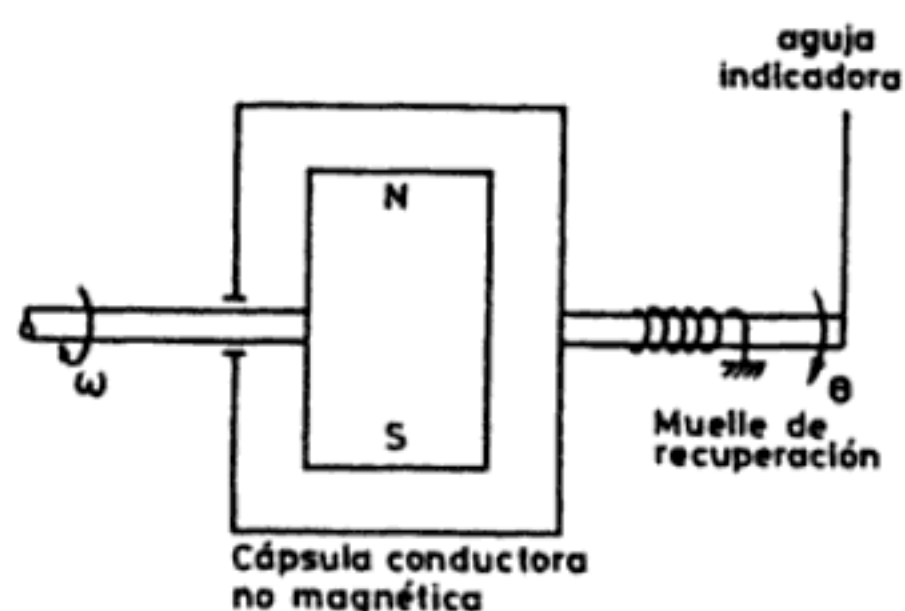


Figura 4.16 Tacómetro de arrastre basado en las corrientes de Foucault.

En la figura 4.17 se muestra un sensor, denominado de anillo deslizante, que se basa en el mismo principio. En este caso hay un anillo conductor (cobre) que se desliza sobre un eje, de forma que su posición delimita el campo magnético creado por una bobina con un núcleo ferromagnético (en el caso de la figura, en forma de «E») puesto que las corrientes de Foucault inducidas en el anillo crean un campo magnético opuesto. De este modo, el anillo actúa como «aislante magnético» y su posición determina la inductancia de la bobina. Una de sus aplicaciones es la medida de posiciones lineales y ángulos en automóviles [4]. En [14] se describe una microbalanza basada en suspensión magnética y un sensor de desplazamiento de corrientes de Foucault.

4.2.3 Transformadores diferenciales (LVDT)

El transformador diferencial de variación lineal (figura 4.18) se designa normalmente mediante las siglas inglesas LVDT (Linear Variable Differential Transformer) [5]. Se basa en la variación de la inductancia mutua entre un primario y cada uno de dos secundarios al desplazarse a lo largo de su interior un núcleo de

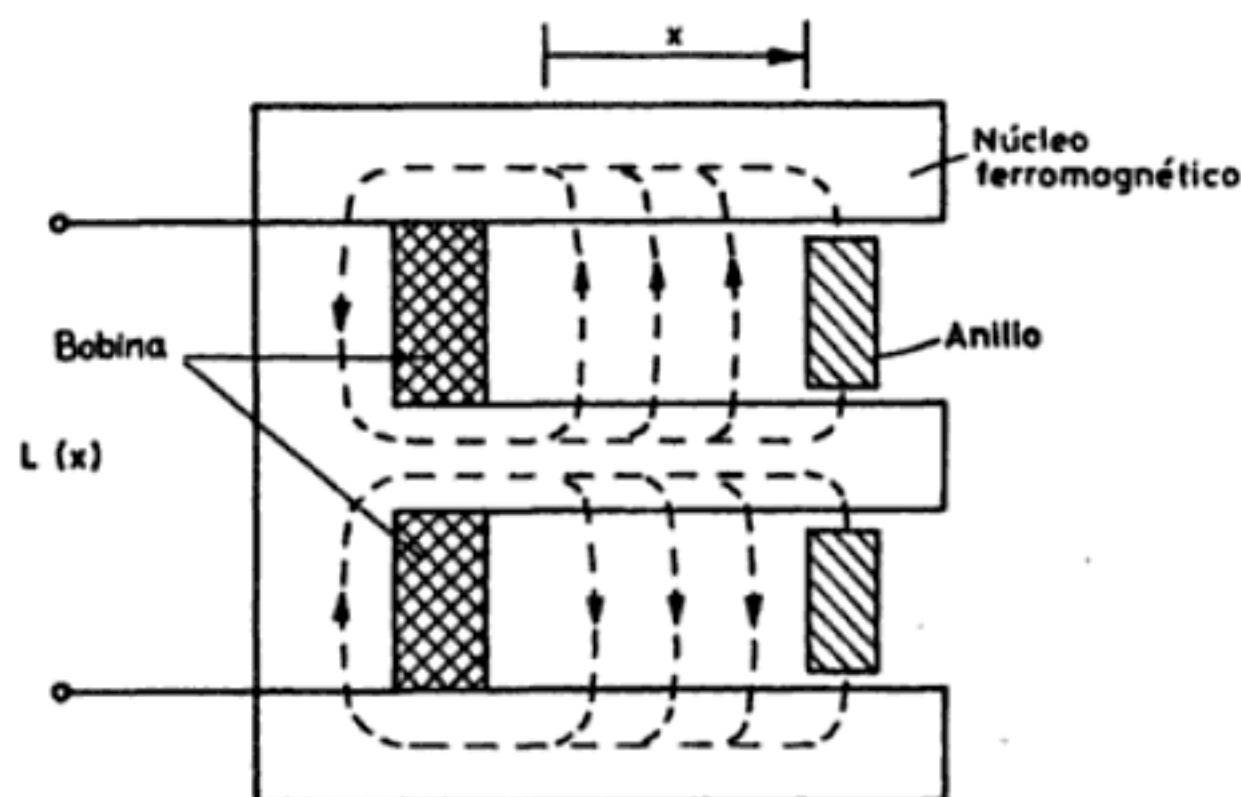


Figura 4.17 Sensor de anillo deslizante basado en las corrientes de Foucault.

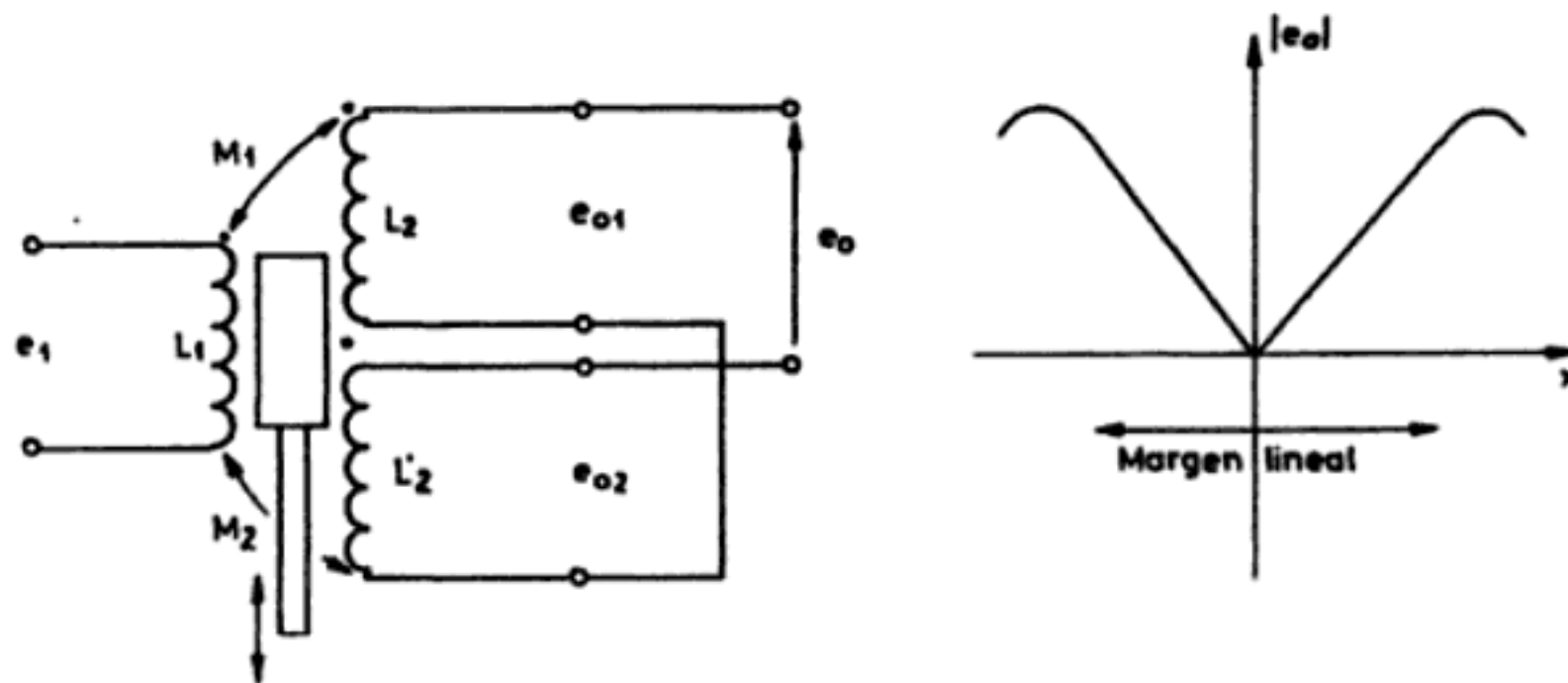


Figura 4.18 Esquema básico del transformador diferencial de variación lineal (LVDT). Los dos secundarios suelen conectarse en oposición-serie, pero a veces se dispone de los cuatro terminales independientes para conectarlos de otra forma.

material ferromagnético, arrastrado por un vástago no ferromagnético, unido a la pieza cuyo movimiento se desea medir. Al alimentar el primario con una tensión alterna, en la posición central las tensiones inducidas en cada secundario son iguales y, al apartarse de dicha posición el núcleo, una de las dos tensiones crece y la otra se reduce en la misma magnitud. Normalmente los dos devanados se conectan en oposición-serie, tal como se ha indicado.

El modelo matemático correspondiente se deduce del análisis de la figura 4.19. Si la resistencia total en el secundario se designa R_2 ,

$$R_2 = R_{b2} + R'_{b2} + R_c \quad (2.8)$$

se tiene entonces, en el primario

$$E_1 = I_1 (R_1 + sL_1) + I_2 (-M_1s + M_2s) \quad (2.9)$$

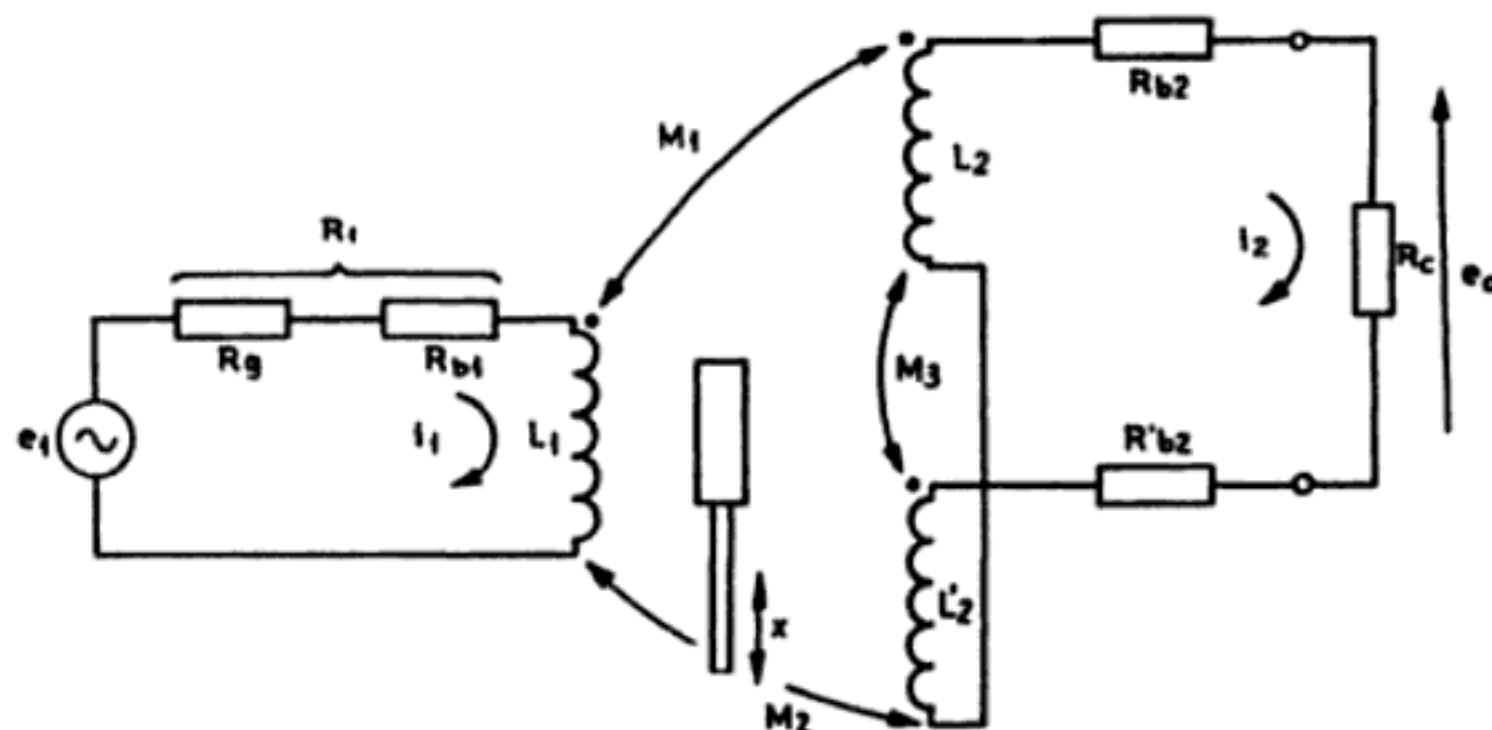


Figura 4.19 Circuito eléctrico equivalente para el LVDT cuando se alimenta el primario a tensión constante.

y en el secundario

$$0 = I_1 (-sM_1 + sM_2) + I_2 (R_2 + sL_2 + sL'_2 - sM_3) \quad (2.10)$$

A partir de estas dos últimas ecuaciones, se obtiene

$$I_2 = \frac{-s(M_2 - M_1) E_1}{s^2 [L_1 (L_2 + L'_2 - 2M_3) - (M_2 - M_1)^2] + s [R_2 L_1 + R_1 (L_2 + L'_2 - 2M_3)] + R_1 R_2} \quad (2.11)$$

La tensión de salida es, pues,

$$E_0 = I_2 R_c \quad (2.12)$$

En la posición central, $M_2 = M_1$, y según (2.11) y (2.12), $E_0 = 0$, tal como se había anticipado. En las otras posiciones del núcleo, L_1 , L_2 , L'_2 , M_3 y $M_2 - M_1$ varían aproximadamente de la forma siguiente: M_3 presenta variaciones lentas alrededor de x_0 ; $M_2 - M_1$ tiene una variación muy rápida y lineal, alrededor de x_0 ; $L_2 + L'_2$ se mantiene prácticamente constante y L_1 tiene variaciones lentas alrededor de x_0 .

Para analizar cuál es finalmente la relación entre la tensión de salida y la posición del vástago, conviene considerar primero el efecto de la resistencia de carga R_c . Si el secundario está en vacío, la expresión final de la tensión de salida se reduce a

$$E_0 = \frac{s(M_1 - M_2) E_1}{sL_1 + R_1} \quad (2.13)$$

La corriente en el primario viene dada en estas condiciones por

$$I_1 \approx \frac{E_1}{sL_1 + R_1} \quad (2.14)$$

de forma que I_1 es prácticamente constante, independientemente de la posición del vástago. Combinando (2.13) y (2.14) se llega, pues, a

$$E_0 = (M_2 - M_1) sI_1 \quad (2.15)$$

que indica que E_0 es proporcional a $M_2 - M_1$ y, por lo tanto, al desplazamiento del vástago, y que está desfasada 90° respecto a la corriente del primario. De la expresión (2.13) se deduce, además, que E_0/E_1 tiene respuesta de paso alto respecto a la frecuencia de la tensión de alimentación. Es decir, la sensibilidad aumenta al hacerlo la frecuencia f_1 de la tensión de alimentación. Cuando $f_1 = R_1/L_1$, la sensibilidad es del 70% (-3 dB) de la que se tiene a partir de frecuencias unas diez veces mayores.

Si el secundario no está en vacío, pero se acepta que $L_2 + L'_2 - 2M_3$ es prácticamente constante con la posición del vástago y se designa por $2L_2$, y que $2L_2 L_1 \gg (M_2 - M_1)^2$, la expresión de la tensión de salida pasa a ser

$$E_0 = \frac{s (M_1 - M_2) R_c E_1}{s^2 2L_1 L_2 + s (R_2 L_1 + 2R_1 L_2) + R_1 R_2} \quad (2.16)$$

Resulta, pues, que la sensibilidad aumenta al hacerlo la resistencia de carga. También aumenta inicialmente al hacerlo f_1 , pero a partir de una determinada frecuencia decrece. En la figura 4.20 se presenta esta evolución para un determinado modelo.

De (2.16) se deduce también que hay un desfase entre la tensión del primario y la del secundario, que depende de f_1 . Este desfase es nulo a la frecuencia

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{R_1 R_2}{2L_1 L_2} \right)^{1/2} \quad (2.17)$$

que es la misma frecuencia a partir de la cual la sensibilidad decrece. Si se excita el primario con $f_1 = f_n$, la salida es entonces independiente de f_1 , y viene dada por

$$E_0 = \frac{(M_1 - M_2) R_c}{R_2 L_1 + 2L_2 R_1} E_1 \quad (2.18)$$

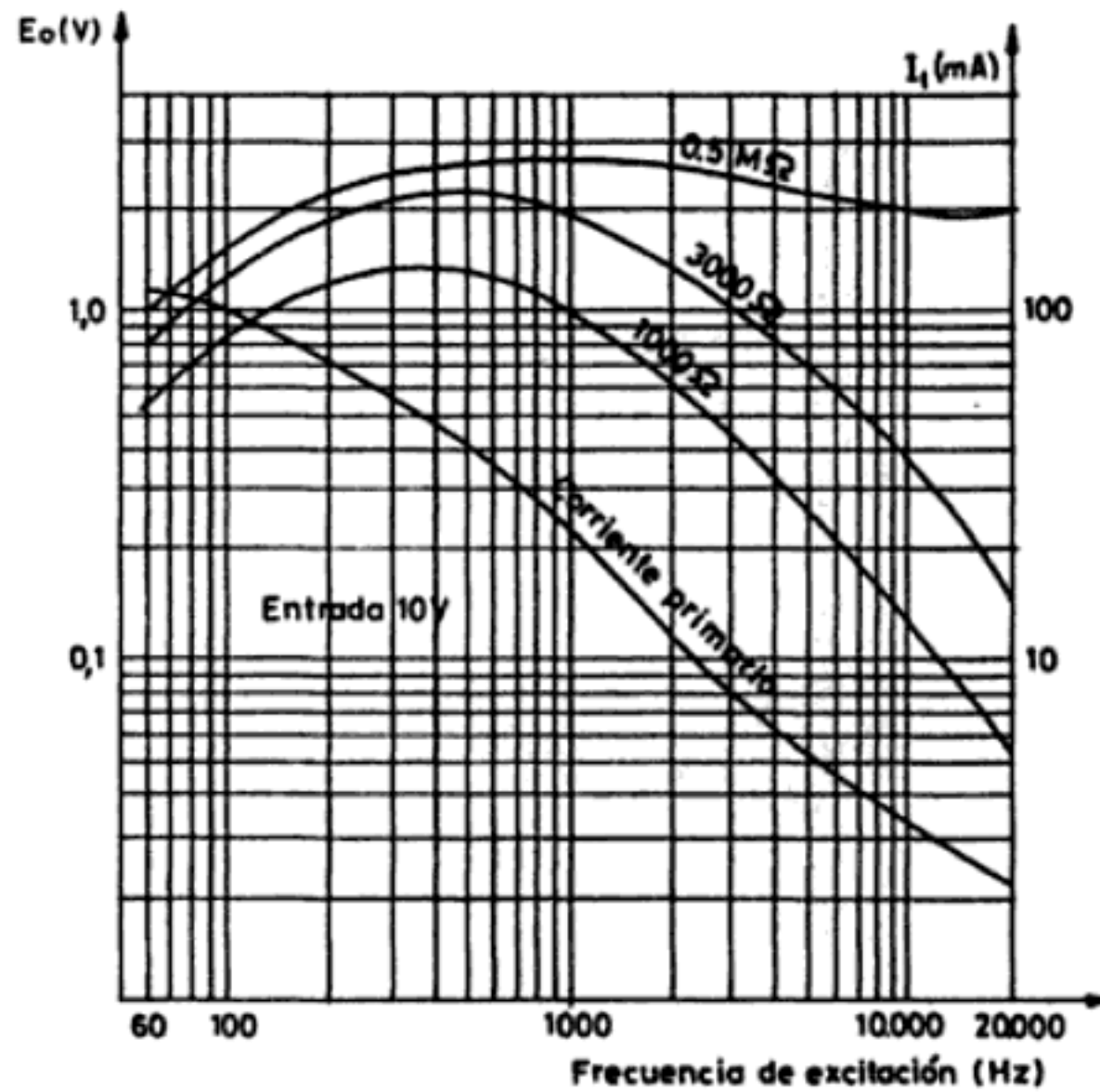


Figura 4.20 Tensión de salida para el desplazamiento de fondo de escala, en función de la frecuencia de la corriente del primario y para distintas resistencias de carga, correspondiente a un LVDT típico alimentado a 10 V en el primario (Documentación Schaevitz Engineering).

Así pues, a una frecuencia dada la tensión de salida es proporcional a la diferencia de acoplamiento mutuo entre el primario y cada uno de los secundarios. Si éste es proporcional a la posición del vástago, también lo será la tensión de salida. Obsérvese que en este caso, aunque el dispositivo responde al desplazamiento con un cambio de impedancia mutua, la salida es propiamente una tensión alterna modulada en amplitud, no un cambio de impedancia como sucedía con los sensores diferenciales vistos anteriormente.

Al comportamiento ideal descrito en los párrafos anteriores, cabe señalarle algunas limitaciones. La primera es que en los dispositivos reales, en la posición central la tensión de salida no pasa por cero, sino por un mínimo. Ello se debe a las capacidades parásitas entre primario y secundarios que apenas cambian con la posición del vástago y también a falta de simetría en los bobinados y circuitos magnéticos. Normalmente es inferior al 1% de la tensión a fondo de escala.

Otra limitación es la presencia de armónicos en la salida, más visible en el nulo. Aparece, sobre todo, el tercer armónico de la alimentación, debido a saturaciones de los materiales magnéticos. Esta interferencia se puede eliminar bastante bien a base de filtrar paso bajo la salida.

La temperatura es otra posible fuente de interferencias, pues varía la resistencia eléctrica del primario. Si la temperatura aumenta, lo hace también la resistencia, con lo que se reduce la corriente en el primario, y con ella la tensión de salida, si se alimenta a tensión constante. Por esta razón es mejor alimentar a corriente constante. Si la frecuencia de alimentación es alta, entonces predomina la impedancia de L_1 frente a la de R_1 y el efecto es menor. Las derivas térmicas pueden expresarse de la forma

$$V_T = V_{25} [1 + \alpha (T - 25) + \beta (T - 25)^2] \quad (2.19)$$

donde T es la temperatura expresada en grados Celsius, α es una constante que depende de la frecuencia, y β es otra constante.

Para reducir las interferencias térmicas y la influencia de la corriente del primario y de la frecuencia, se ha propuesto un LVDT autocompensado que utiliza dos pares de secundarios en vez de un solo par [15]. Las tensiones de un par se restan, de la forma habitual $(e_{01} - e_{02})$, pero las tensiones del otro par, que son respectivamente iguales a las del primer par, se suman $(e_{01} + e_{02})$. La relación $(e_{01} - e_{02}) / (e_{01} + e_{02})$ es entonces proporcional al desplazamiento del núcleo, pero en cambio es relativamente insensible a las variaciones en la corriente y frecuencia de excitación, y a los cambios de temperatura ambiente y de los devanados.

Las ventajas del LVDT son múltiples y justifican por qué es un sensor de uso tan frecuente. En primer lugar, su resolución teórica es infinita y en la práctica superior al 0,1%. Tienen también un rozamiento muy bajo entre núcleo y devanados, por lo que imponen poca carga mecánica, sobre todo si se los compara con los potenciómetros. La fuerza magnética que se ejerce sobre el núcleo es proporcional al cuadrado de la corriente en el primario; es cero en la posición central y aumenta linealmente con el desplazamiento. Es mayor que en un sensor capacitivo, pero la tensión de salida es mayor aquí. El bajo rozamiento les da vida casi

ilimitada y alta fiabilidad. Su tiempo medio antes de fallar puede ser de hasta 2×10^6 h (¡228 años!).

Otra ventaja es que ofrecen aislamiento eléctrico entre el circuito del primario y el del secundario, con lo que pueden tener referencias o puestas a tierra distintas. Esto es una ventaja ante la posible presencia de bucles de masa (apartado 3.6). Ofrecen también aislamiento entre el sensor (vástago) y el circuito eléctrico, ya que están acoplados magnéticamente. Esto tiene interés al medir en atmósferas peligrosas, por cuanto queda limitada la energía que se puede disipar dentro del recinto de medida.

Tienen, además, alta repetibilidad (del cero sobre todo) por su simetría; sensibilidad unidireccional, alta linealidad (hasta del 0,05%); alta sensibilidad, si bien depende de la frecuencia de alimentación, y respuesta dinámica elevada.

En la construcción del LVDT, el primario se devana a lo largo del centro del núcleo y los secundarios se disponen simétricos respecto al centro. Los tres devanados se recubren con una sustancia impermeable para que puedan funcionar con una humedad ambiental elevada. Para solucionar el problema de que el margen lineal es de solamente el 30% de la longitud total del transformador, se emplean disposiciones especiales que permiten obtener una relación margen/longitud de 0,8 [5].

El núcleo es una aleación de hierro y níquel, y está laminado longitudinalmente para reducir las corrientes de Foucault. El vástago que lo arrastra no debe ser magnético. Todo el conjunto puede apantallarse magnéticamente para hacerlo inmune a campos externos.

Los alcances de medida pueden ir desde $\pm 100 \mu\text{m}$ a $\pm 25 \text{ cm}$, las tensiones de excitación aceptadas, de 1 a 24 Vrms, con frecuencias de 50 Hz a 20 kHz. Las sensibilidades disponibles van de unos 0,1 V/cm a 40 mV/ μm por cada voltio de alimentación. La resolución puede ser de hasta 0,1 μm .

Cuadro 4.3 Características generales del LVDT, modelo 210A-0050, cuando se excita el primario con una senoide de 5 V, 2000 Hz (Documentación Robinson-Halpern).

Parámetro	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidad
Margen lineal	- 0,050		+ 0,050	pulgadas
Linealidad			$\pm 0,25$	% FE
Frecuencia óptima		2000		Hz
Salida a fondo de escala (cada devanado)	225	250	275	mV
Impedancia del primario	440	490	540	Ω
	+ 62	+ 67	+ 72	°
Impedancia del secundario	159	177	195	Ω
	+ 57	+ 62	+ 67	°
Resistencia del primario	113,8	133,9	154,0	Ω
Resistencia del secundario	63,1	74,2	85,3	Ω
Desfase (primario a secundario)	+ 4	+ 9	+ 14	°
Salida en posición central			0,5	% FE
Coeficiente temperatura		$\alpha = - 0,5 \times 10^{-4}$ $\beta = - 2 \times 10^{-7}$		(°C) ⁻¹ (°C) ⁻²

Hay modelos que incorporan la electrónica de modo que aceptan una alimentación de tensión continua. Ellos tienen ya el oscilador, amplificador y demodulador (apartado 5.3), y dan una tensión continua a la salida. Se habla entonces de transformadores diferenciales de «continua» (DCLVDT).

Hay también versiones para desplazamientos angulares (RVDT) con un margen lineal de $\pm 20^\circ$ y sensibilidad del orden de 10 mV/grado, pero, en general, sus prestaciones son inferiores a las de los modelos lineales. En el cuadro 4.3 se recogen las principales características de un LVDT comercial.

En [16] se propone un nuevo tipo de LVDT que es plano en vez de cilíndrico y carece de núcleo en sus devanados. Su aplicación es la detección de posición en motores de continua lineales.

El circuito equivalente para el LVDT es un generador de tensión alterna con frecuencia igual a la de excitación del primario, modulada en amplitud por el desplazamiento del vástago, y con una impedancia de salida constante e inferior, en general, a 5 k Ω .

El desfase entre la tensión aplicada al primario y las tensiones en el secundario es, con el secundario en vacío [ecuación (2.13)]

$$\phi = 90^\circ - \arctan \frac{\omega L_1}{R_1} \quad (2.20)$$

Si el secundario no está en vacío, es entonces [ecuación (2.16)]

$$\phi = 90^\circ - \arctan \frac{\omega (R_2 L_1 + 2R_1 L_2)}{R_1 R_2 - 2L_1 L_2 \omega^2} \quad (2.21)$$

Si no se puede trabajar a la frecuencia de desfase nulo, se puede ajustar el desfase mediante alguno de los circuitos de la figura 4.21.

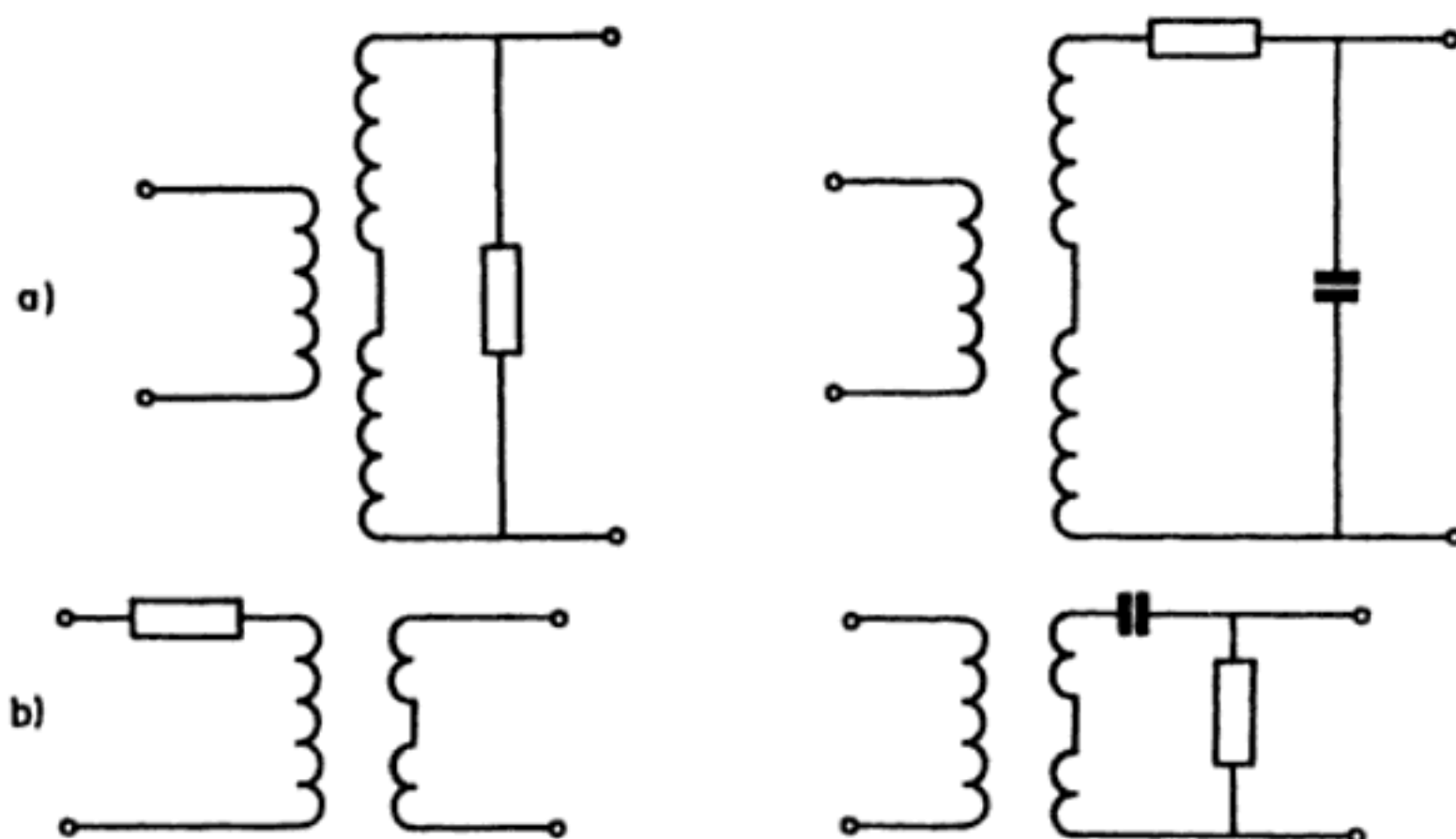


Figura 4.21 Circuitos para producir un retardo de fase (a), o un adelanto de fase (b) en un LVDT que no pueda ser excitado a la frecuencia nominal.

Las aplicaciones más inmediatas de los LVDT son las medidas de desplazamiento y posición. En particular, es muy frecuente como detector de cero en servosistemas de posición en aviones y submarinos. Si se pone un muelle entre el chasis y el extremo lejano del vástago, se puede emplear como palpador en máquinas-herramienta, pues entonces el muelle garantiza el contacto continuado con el perfil que se desea seguir.

Aquí también, mediante el empleo de los sensores primarios adecuados, se pueden medir otras magnitudes que puedan provocar finalmente el desplazamiento del núcleo. En la figura 4.22 se muestra cómo se puede aplicar el LVDT a las medidas de aceleración e inclinómetros mediante un sistema inercial (a) y a la

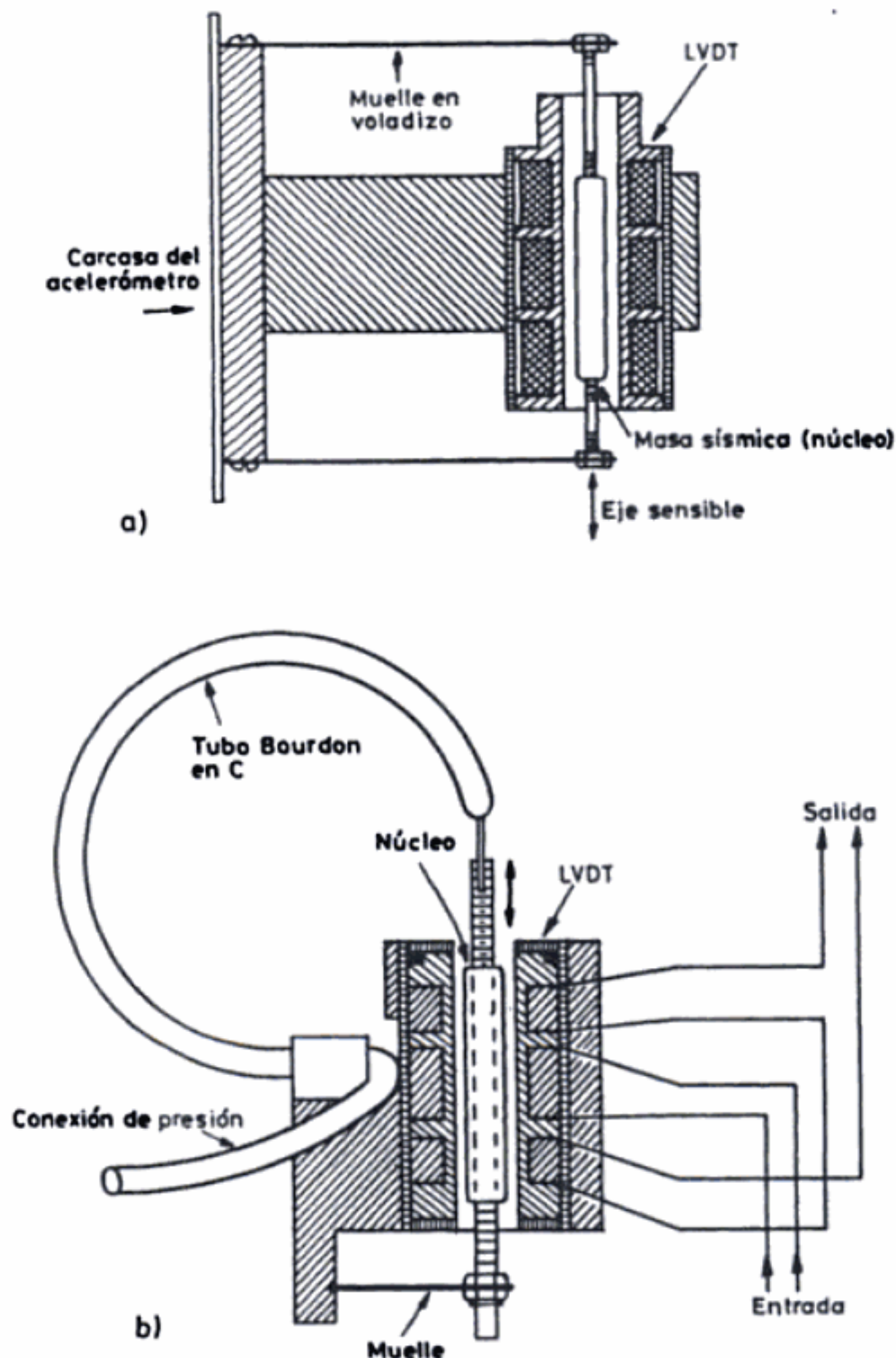


Figura 4.22 Aplicación del LVDT a la medida de aceleraciones (a) y a la medida de presiones (b) (Documentación Schaevitz Engineering).

medida de presiones mediante un tubo de Bourdon (*b*), que fue su primera aplicación, o mediante un diafragma, fuelle o cápsula [5].

Se pueden aplicar a los instrumentos basados en un flotador, siempre y cuando los devanados sean herméticos. El flotador arrastra el vástago, o es él mismo el núcleo, y su movimiento es detectado en forma de diferencia de tensión en los dos secundarios. Los rotámetros (apartado 1.7.3) y los detectores de nivel (apartado 1.7.4) se prestan fácilmente a este uso. Las células de carga y los medidores de par, donde se produce un desplazamiento muy pequeño, pueden emplear también un LVDT como sensor [5].

4.2.4 Transformadores variables

Si en un transformador uno o varios de los devanados pueden desplazarse, lineal o angularmente, respecto a los demás, variando el acoplamiento entre primario y secundarios, es decir, la inductancia mutua entre ellos, también variará la tensión inducida en los devanados si uno o varios se excitan con una tensión alterna. En la figura 4.23 se representa esquemáticamente la situación para el caso de un solo primario y un solo secundario. La inductancia mutua entre primario y secundario es

$$M_{12} = N_2 \frac{d\Phi_2}{dI_1} \quad (2.22)$$

donde N_2 es el número de vueltas del secundario e I_1 es la corriente en el primario. El flujo abarcado por el secundario Φ_2 es

$$\Phi_2 = \vec{B} \cdot \vec{S} = BS \cos \alpha = \mu HS \cos \alpha = \mu \frac{N_1 I_1}{l} S \cos \alpha \quad (2.23)$$

donde S es la sección del secundario, N_1 el número de vueltas del primario, l su

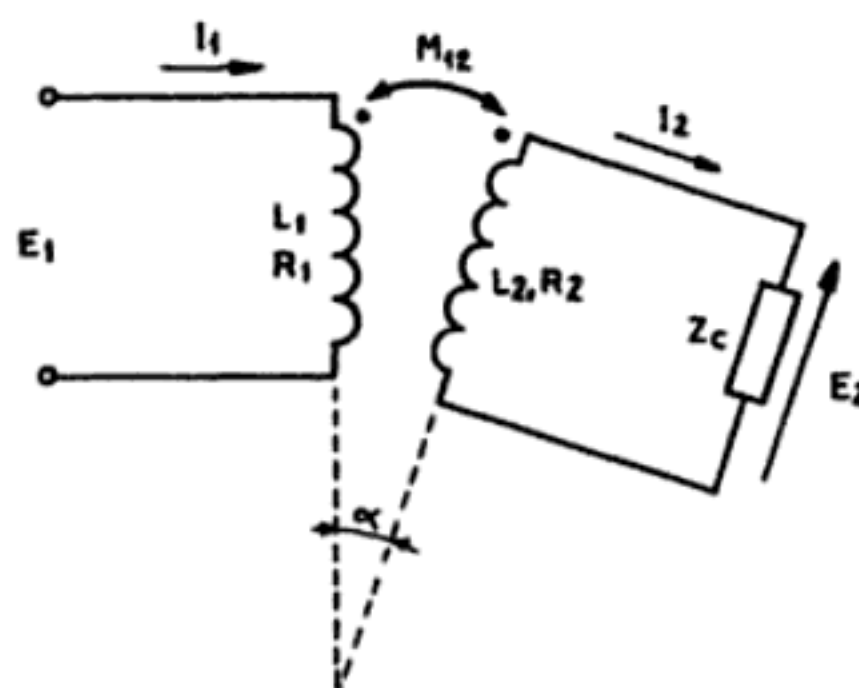


Figura 4.23 Transformador variable donde cambia la posición relativa entre primario y secundario.

longitud, μ la permeabilidad magnética del núcleo y α la inclinación relativa entre el primario y el secundario. Así pues,

$$M_{12} = N_2 N_1 \frac{\mu}{l} S \cos \alpha = M \cos \alpha \quad (2.24)$$

Si se considera el secundario en vacío y se aplica al primario una tensión senoidal de frecuencia ω , $I_1 = I_p \cos \omega t$, en el secundario se obtendrá

$$e_2 = M_{12} \frac{dI_1}{dt} \quad (2.25a)$$

$$E_2 = j\omega I_1 M_{12} = j\omega I_p M (\cos \alpha) (\cos \omega t) = k \cos \alpha \cos \omega t \quad (2.25b)$$

Es decir, la tensión de salida tiene la misma frecuencia que la de entrada, pero su amplitud depende de la inclinación relativa entre los devanados, si bien no de una forma proporcional.

Este principio de medida se presta bien a las aplicaciones donde hay que determinar una posición o desplazamiento angular. Las ventajas e inconvenientes de los transformadores variables hay que analizarlos, pues, comparándolos con los otros sensores angulares, en particular con los potenciómetros (apartado 2.1) y los codificadores digitales (apartado 8.1).

Por su pequeño momento de inercia, los transformadores variables imponen, en general, menos carga mecánica al eje de giro que los codificadores digitales, que requieren discos grandes para tener alta resolución. Por su construcción, aguantan mayores temperaturas y más humedad, choques y vibraciones que los codificadores y ciertos potenciómetros, por lo que son particularmente considerados en las aplicaciones militares y aeroespaciales.

Según se verá, los transformadores variables pueden transmitir la información analógica hasta 2 km de distancia, con cable adecuado, y allí hacer la conversión a digital. En cambio, los codificadores digitales sufren muchas interferencias si se transmite directamente su señal de salida, en particular en aquellas aplicaciones donde hay campos electromagnéticos intensos, como puede ser el posiciona-

Cuadro 4.4 Exactitud máxima aproximada para distintos sensores de posición angular [6].

<i>Tipo de sensor</i>	<i>Exactitud</i>
Inductosyn circular	1,5°
Sincros/resolvers alta resolución	7"
Codificadores ópticos absolutos	23"
Sincros/resolvers estándar	7'
Potenciómetros (con A/D de 14 bits)	7'
Codificadores ópticos incrementales	11'
Codificadores de contacto	26'

miento de antenas (radar). Otra ventaja es que hay aislamiento eléctrico entre la excitación de entrada y la salida, y ello reduce, por ejemplo, las interferencias conducidas. En el cuadro 4.4 se recogen los valores de la exactitud máxima aproximada propia de distintos sistemas de medida de posiciones angulares [6].

Las ventajas de los transformadores variables han llevado al desarrollo de diversas configuraciones físicas, cuya comercialización con una marca determinada ha tenido en algunos casos tanto éxito que todos los dispositivos similares se conocen con el mismo nombre comercial.

Una de las disposiciones físicas más simples es el denominado potenciómetro de inducción (figura 4.24). Consiste en dos devanados planos concéntricos, uno fijo, estator, y otro móvil, rotor, que puede girar respecto al primero, cada uno con su propio núcleo ferromagnético. Si uno de los dos se alimenta con una tensión senoidal, la tensión inducida en el otro, en circuito abierto, viene dada por (2.25b).

4.2.4.1 Transformadores síncronos trifásicos (síncros)

El denominado transformador síncrono trifásico o sincro («synchro», en inglés) es también un transformador variable. Consta de un estator cilíndrico de material ferromagnético, con tres devanados dispuestos a 120° conectados en estrella, y un rotor en forma de H, también de material ferromagnético, con uno o tres devanados, que gira solidario al eje cuya rotación se va a medir. Los contactos con el rotor se hacen, por ejemplo, con anillos y escobillas. Se aplica al rotor una tensión alterna de 50, 60, 400 o 2600 Hz y el estator hace de secundario. Con la notación de la figura 4.25, las tensiones inducidas serán

$$e_{s10} = k_1 \cos(\omega t + \phi_1) \cos(\alpha + 120^\circ) \quad (2.26)$$

$$e_{s20} = k_2 \cos(\omega t + \phi_2) \cos \alpha \quad (2.27)$$

$$e_{s30} = k_3 \cos(\omega t + \phi_3) \cos(\alpha - 120^\circ) \quad (2.28)$$

Si se admite que los acoplamientos son iguales para todos los devanados ($k_1 = k_2 = k_3$), que los desfases son iguales ($\phi_1 = \phi_2 = \phi_3$), que los estatores están en vacío y que el rotor está excitado por un generador de tensión, las tensiones obtenidas entre las fases del estator son

$$\begin{aligned} e_{s13} &= e_{s30} - e_{s10} = K \cos \omega t [\cos(\alpha - 120^\circ) - \cos(\alpha + 120^\circ)] = \\ &= K \cos \omega t (-2) (\sin \alpha) \sin(-120^\circ) = \sqrt{3} K \cos \omega t \sin \alpha \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\begin{aligned} e_{s32} &= e_{s20} - e_{s30} = K \cos \omega t [\cos \alpha - \cos(\alpha - 120^\circ)] = \\ &= K \cos \omega t (-2) \sin(\alpha - 60^\circ) \sin 60^\circ = \sqrt{3} K \cos \omega t \sin(\alpha + 120^\circ) \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} e_{s21} &= e_{s10} - e_{s20} = K \cos \omega t [\cos(\alpha + 120^\circ) - \cos \alpha] = \\ &= K \cos \omega t (-2) \sin(\alpha + 60^\circ) \sin 60^\circ = \sqrt{3} K \cos \omega t \sin(\alpha + 240^\circ) \end{aligned} \quad (2.31)$$

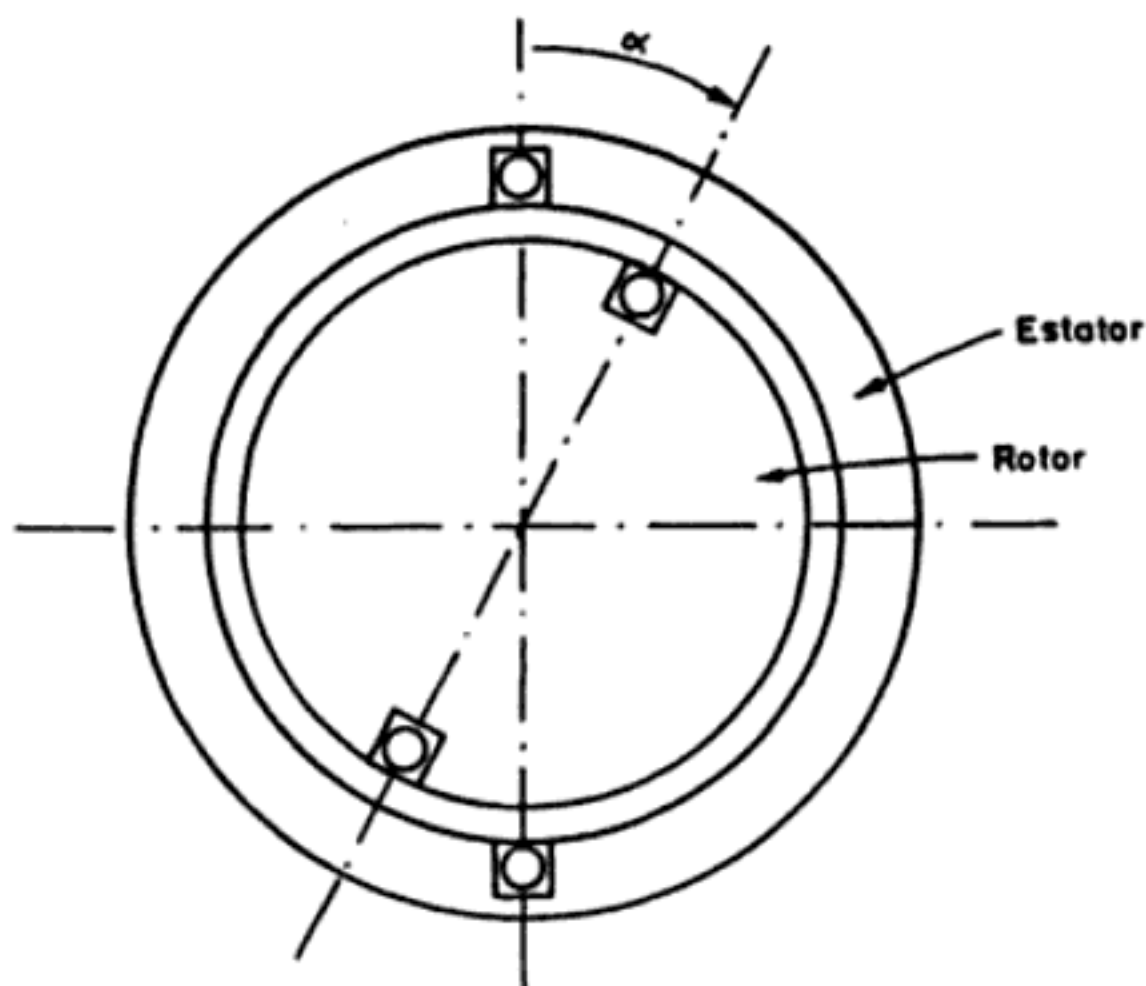


Figura 4.24 Esquema simplificado del potenciómetro de inducción.

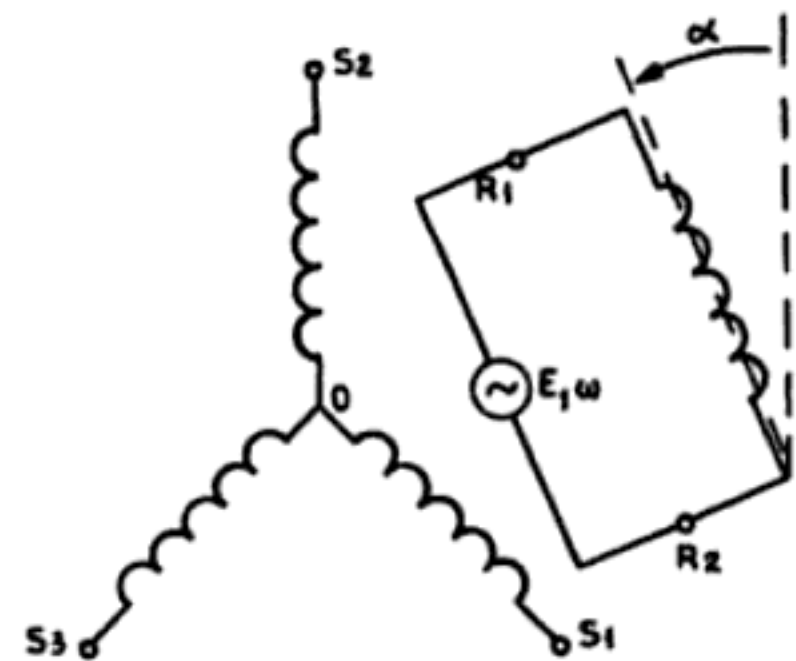


Figura 4.25 Representación esquemática de un transformador síncrono trifásico (sincro) y notación asociada.

Se obtiene, pues, un sistema trifásico geométrico, no temporal. Es decir, las tres tensiones están en fase y sólo cambia la envolvente, siendo la amplitud proporcional a un seno más o menos 120° . El conjunto de las tres ecuaciones (2.29), (2.30) y (2.31) constituye la representación del ángulo α en formato sincro.

La frecuencia de las tensiones inducidas es igual a la de referencia a que se alimenta el rotor. En éste se toma como referencia el terminal 2, de modo que $e_{R21} = e_{R1} - e_{R2}$. Valores habituales para esta tensión son 11,8 V, 26 V y 115 V. En el cuadro 4.5 se presentan las características de un modelo comercial.

Cuadro 4.5 Características del sincro 26V 08CX4c (Documentación Singer).

Parámetro	Valor	Unidad
Frecuencia	400	Hz
Tensión entrada (rotor)	26	V
Corriente entrada máxima	153	mA
Potencia entrada nominal	0,7	W
Impedancia entrada con salida en circuito abierto	192/79	Ω°
Impedancia salida con entrada en circuito abierto	39,3/70,5	Ω°
Tensión de salida	11,8	V
Relación de transformación	$0,454 \pm 0,009$	
Sensibilidad	206	mV/ $^\circ$
Desfase	8,5	$^\circ$
Tensión máxima en posición cero	30	mV
Error máximo	7	minutos
Fricción a 25°C	30	$\mu\text{N m}$
Momento inercia rotor	0,82	g cm^2

Desde el punto de vista de su utilización, existen dos tipos de sincros: los sincros de par y los sincros de control. A pesar de que su nombre pueda sugerir lo contrario, los sincros de par ofrecen un par de salida muy pequeño. Se les denomina también «selsyn» y se emplean conectando dos unidades de la forma indicada en la figura 4.26. Una de las unidades consiste en lo que se denomina un transformador de par, TX, y la otra en un receptor de par, TR. Se emplean para transmitir información angular de un eje a otro con la potencia necesaria para posicionar este segundo eje (normalmente el de un indicador analógico) sin necesidad de un servosistema.

Su funcionamiento es el siguiente: Los dos rotores se alimentan a la misma tensión. En TX se inducen tensiones en el estator que hacen circular corrientes por las líneas de transmisión. En el estator de TR circulan corrientes debidas al estator de TX y, a la vez, corrientes debidas a la posición de su propio rotor. Como resultado se crea un par sobre éste, y como está «libre» (a diferencia del rotor de TX cuya posición viene fijada) gira hasta que las corrientes en el estator de TR sean nulas. Se obtiene una posición de equilibrio estable, si bien se dota al receptor de un amortiguamiento mecánico para evitar oscilaciones en los cambios de una a otra posición.

En la figura 4.27 se representa el denominado transmisor de par diferencial (TDX) y su símbolo. Es un dispositivo que tiene una entrada eléctrica (en general procedente de un transmisor de par) y una entrada mecánica (eje). Ofrece una señal eléctrica en formato «sincro» (normalmente hacia un receptor de par). La

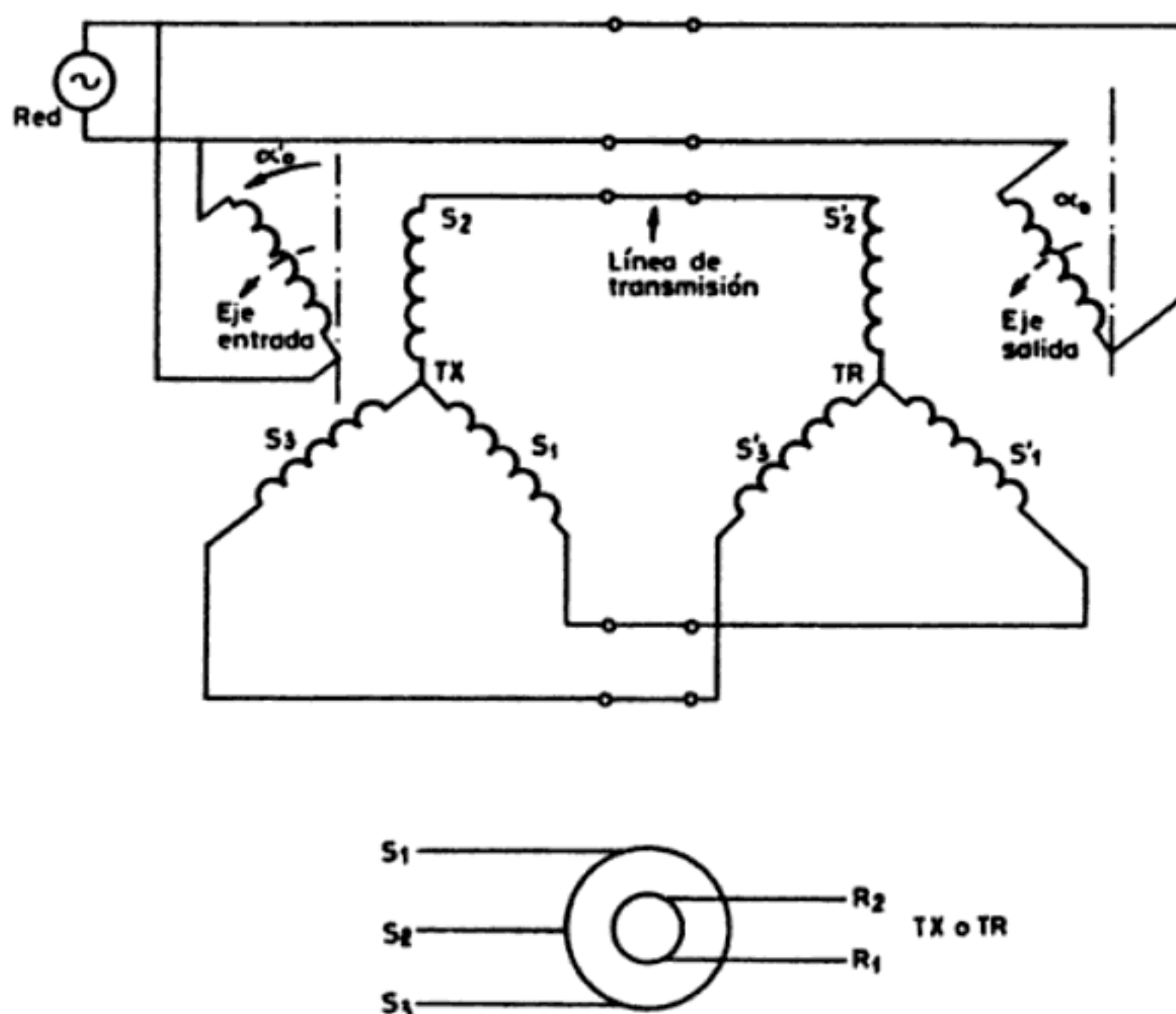


Figura 4.26 Conjunto de un transmisor de par (TX) y un receptor de par (TR) para la transmisión de información angular y su símbolo (común a los dos).

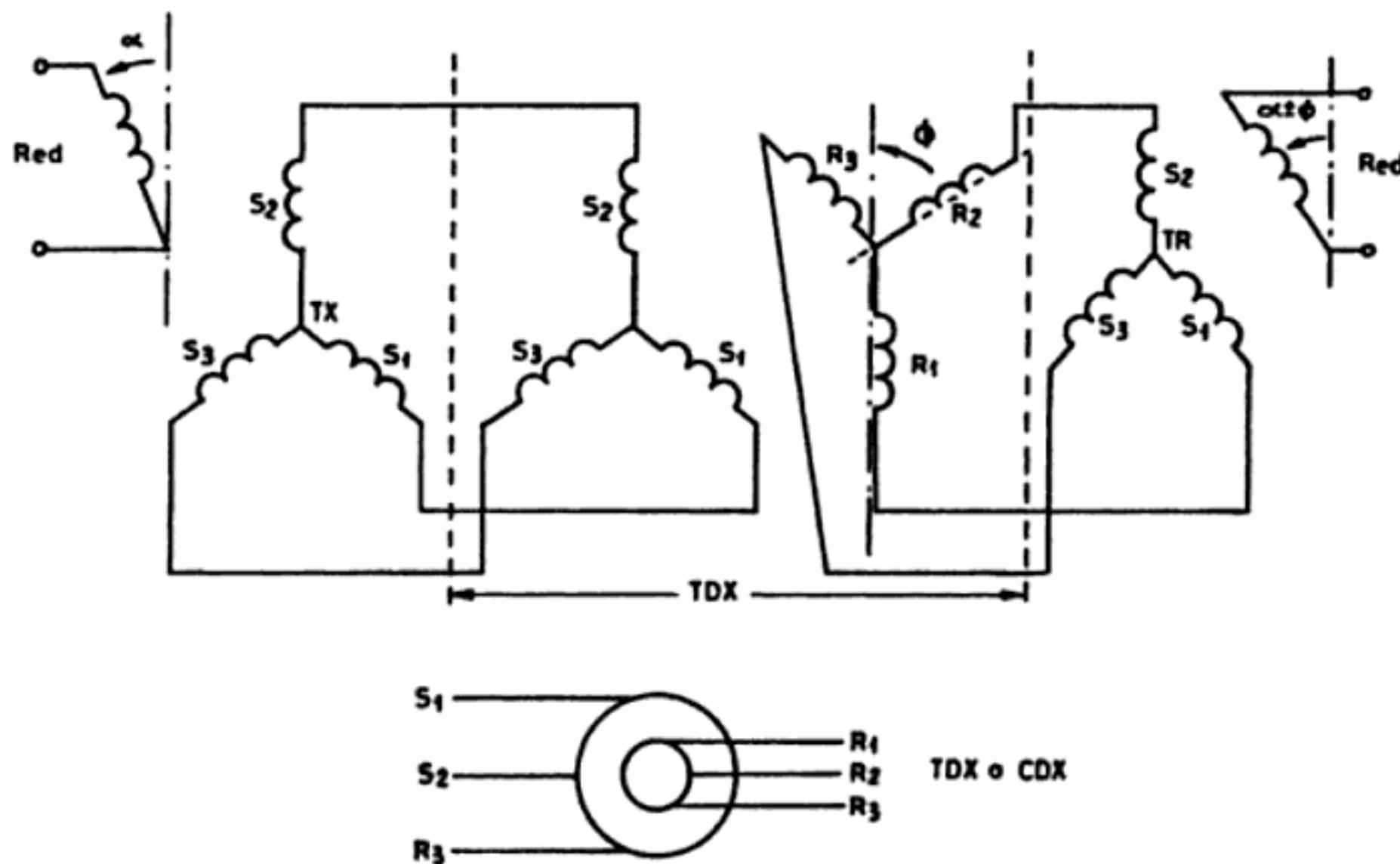


Figura 4.27 Transmisor de par diferencial (TDX) conectado para sumar, con su signo, un ángulo representado en formato sincro con otro entrado manualmente a través del giro de un eje, y su símbolo.

energía de la salida procede de la entrada eléctrica, pues en el TDX no hay entrada de referencia (red eléctrica). Tiene tres devanados en el rotor y tres en el estator, de forma que se suma o resta un ángulo de referencia (ajustable manualmente) al ángulo de entrada representado en formato sincro eléctrico.

Los sincros de control, o sincros a secas, son más pequeños que los sincros de par y pueden actuar como transmisor de control (CX) o como transformador de control (CT). Se emplean conectándolos tal como se indica en la figura 4.28. Ac-

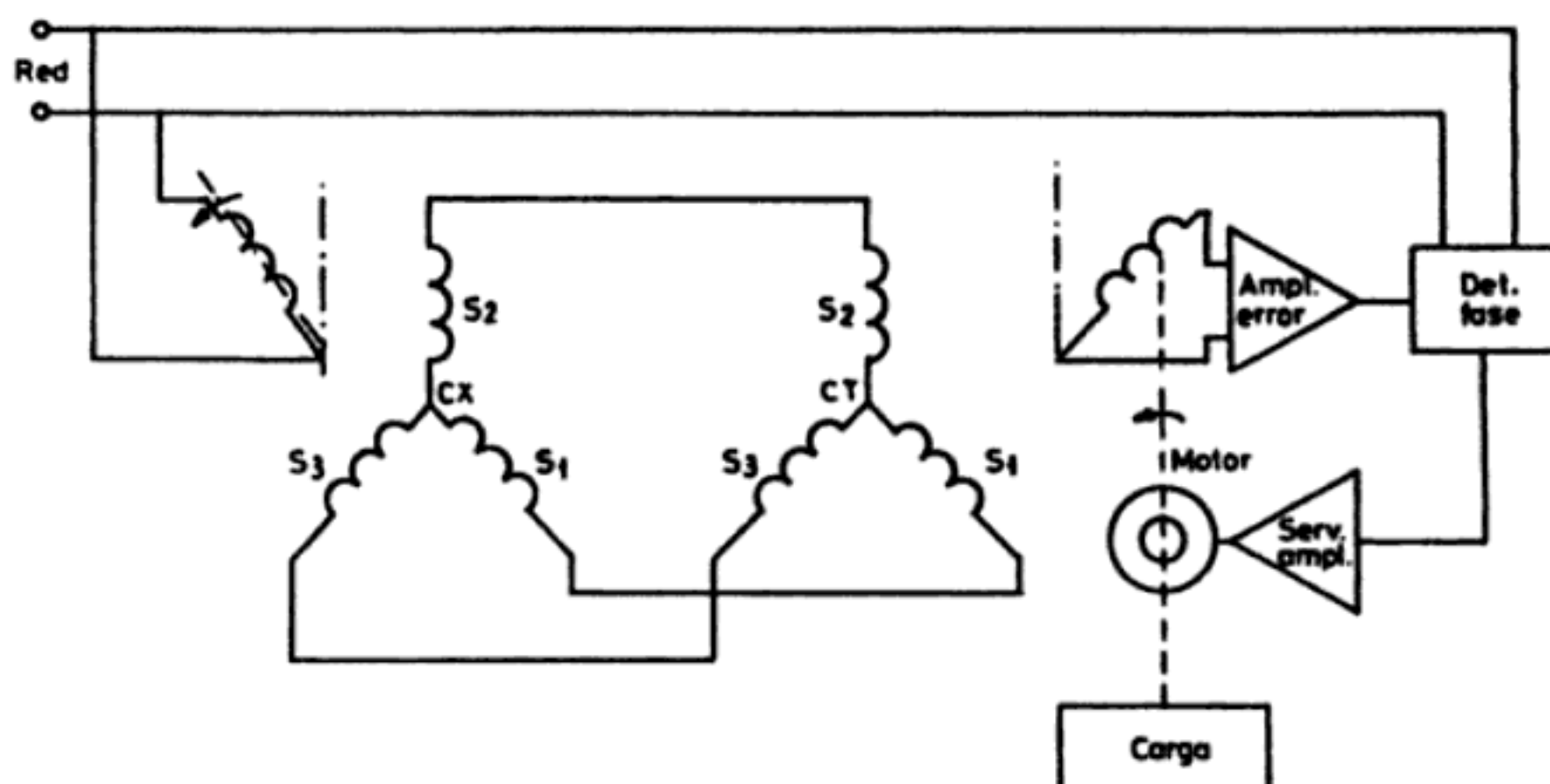


Figura 4.28 Conjunto de un transmisor de control y un transformador de control conectados para posicionar una carga dentro de un servosistema de posición.

túan sólo como sensores de posición angular y, por lo tanto, no necesitan aportar energía a la carga que se va a mover. Es un servosistema el que la posiciona, de modo que se puede obtener un par de salida grande.

El transmisor de control es una versión de alta impedancia del TX. El transformador de control es una versión de alta impedancia del TR, normalmente con un estator a base de hilo más fino y más vueltas para no cargar el estator de CX al que va conectado. Su rotor es cilíndrico y con su devanado a 90° respecto al del TX. Con la conexión de la figura 4.28, en el rotor del transformador de control aparece una tensión nula cuando su dirección coincide con la del transmisor de control, y esta tensión crece al apartarse de esta posición, por lo que puede usarse como detector de cero. La tensión varía con el seno del ángulo relativo, pero para ángulos menores de 20° puede admitirse que hay proporcionalidad.

Análogamente al TDX, existe también el transformador diferencial de control, CDX. Para ambos se emplea el mismo símbolo.

Los sincros se aplican habitualmente en servosistemas de posición angular en radar, robótica, posicionamiento de paneles solares, máquinas-herramienta, mesas de dibujo automáticas, etc.

4.2.4.2 Resolvers o resolucionadores

Los resolvers o resolucionadores son otro tipo de transformadores variables, similares a los sincros pero con devanados dispuestos formando un ángulo de 90° en el estator y en el rotor. El formato de representación de ángulos es distinto, pues se emplean dos tensiones en vez de tres. La conexión, y la denominación del dispositivo, cambian según la aplicación pretendida.

En los llamados generadores de seno y coseno («vector resolvers»), figura 4.29, hay un devanado en el rotor actuando de primario y dos devanados en el estator actuando de secundario. Las tensiones inducidas son

$$e_{s13} = K \cos \omega t \sin \alpha \quad (2.32)$$

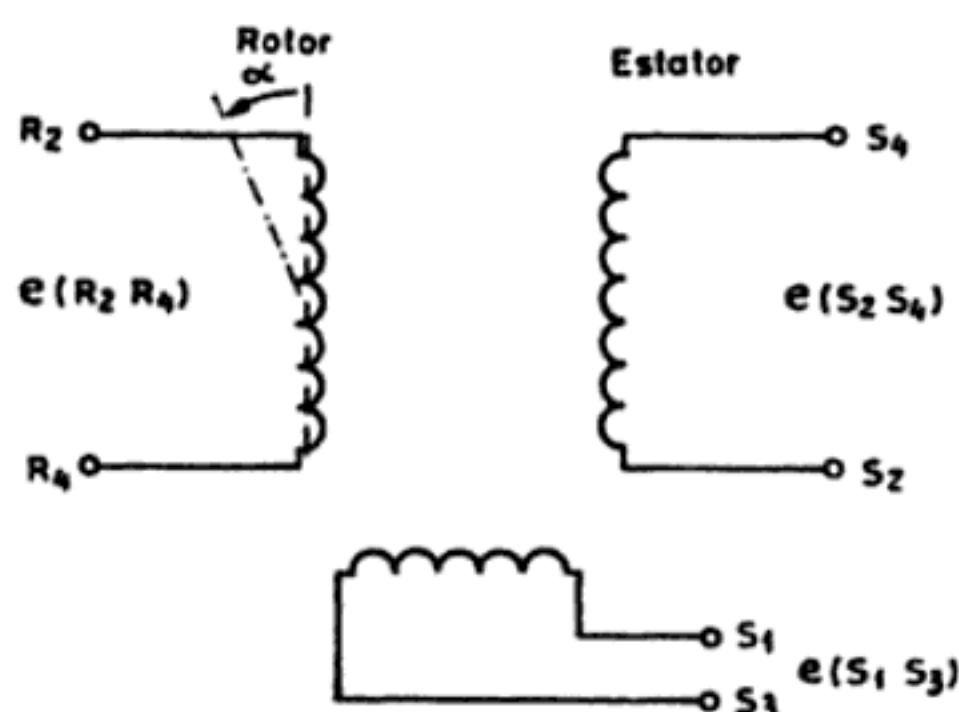


Figura 4.29 Generador de seno y coseno (vector resolver). El rotor actúa de primario y los dos devanados del estator actúan de secundario.

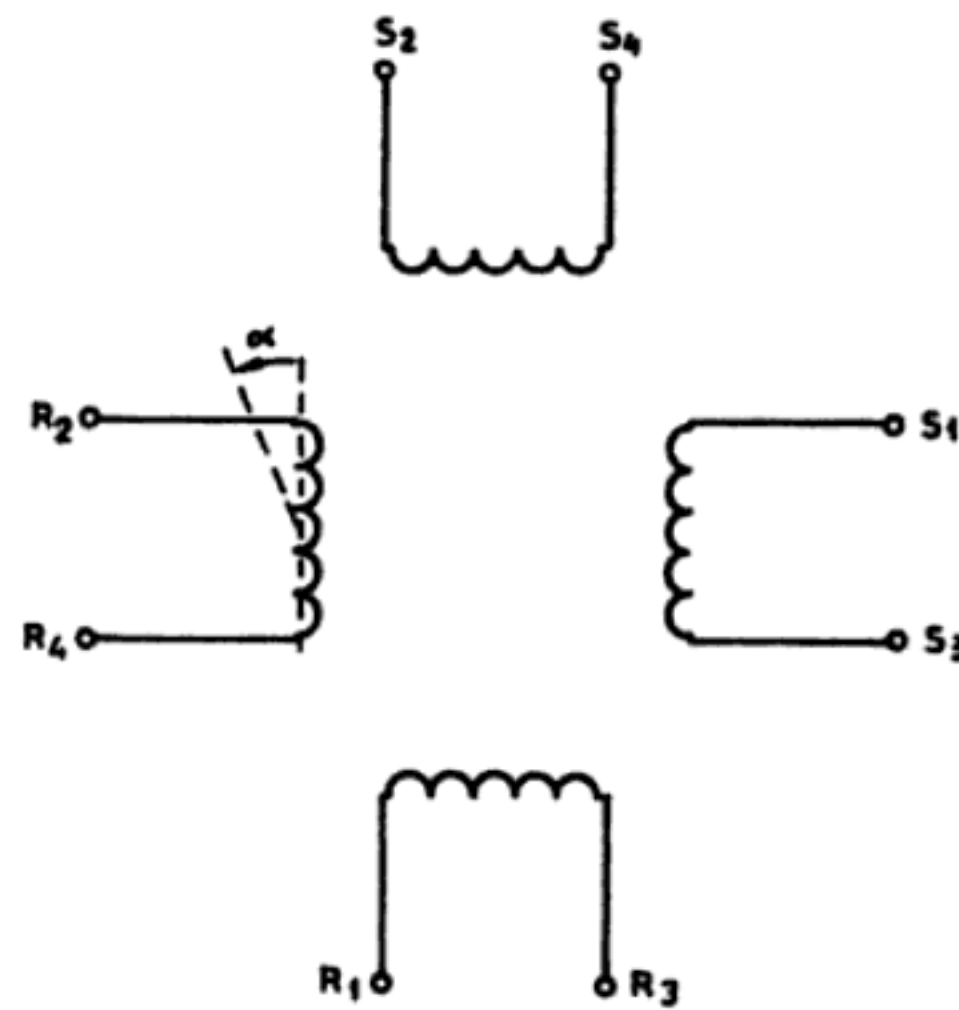


Figura 4.30 Resolver eléctrico. Hay dos devanados en el rotor y dos en el estator, pero puede que uno de los cuatro no se utilice (se cortocircuita o se deja en circuito abierto según convenga).

$$e_{s42} = K \cos \omega t \cos \alpha \quad (2.33)$$

En el resolver eléctrico hay dos devanados en el rotor a 90° y dos devanados en el estator, también a 90° . Puede que sólo se emplee un devanado en el primario (sea el rotor o el estator). Normalmente se cortocircuita un devanado del estator y se obtiene el ángulo, en formato «resolver», en los dos devanados del rotor. Con la notación de la figura 4.30, las tensiones de salida son

$$e_{R24} = K (e_{s13} \cos \alpha + e_{s24} \sin \alpha) \quad (2.34)$$

$$e_{R13} = K (e_{s24} \cos \alpha - e_{s13} \sin \alpha) \quad (2.35)$$

Aparte de la aplicación obvia a la medida de ángulos, los resolvers se emplean también para la realización de cálculos, en particular los asociados al giro de ejes y transformaciones de coordenadas. Para hacer, por ejemplo, el paso de polares a cartesianas, es decir de (M, α) a (x, y) , que es lo que se denomina resolución, basta cortocircuitar un devanado del estator (unir S_2 y S_4 en la figura 4.30). Las tensiones en el rotor serán

$$e_{R13} = -E_1 \sin \alpha \quad (2.36)$$

$$e_{R24} = E_1 \cos \alpha \quad (2.37)$$

Si $E_1 = E_M \cos \omega t$, siendo E_M proporcional al módulo M , la amplitud máxima de las tensiones en el rotor corresponde al valor de x e y . En realidad en el deva-

nado cortocircuitado la fuerza electromotriz neta inducida es nula, según se deduce del análisis

$$\begin{aligned} e_{s24} &= e_{R13} \cos \alpha + e_{R24} \sin \alpha = \\ &= -E_1 \sin \alpha \cos \alpha + E_1 \cos \alpha \sin \alpha = 0 \end{aligned}$$

Por lo tanto, teóricamente no hace falta cortocircuitarlo. Sin embargo, en la práctica se hace así para evitar tensiones residuales inducidas en él por efecto «transformador».

Para hacer el paso de cartesianas a polares, de (x, y) a (M, α) , que es lo que se denomina «composición», hay que utilizar un servosistema de la forma indicada en la figura 4.31. Las tensiones de entrada se aplican al estator y pueden expresarse de la forma

$$e_{s13} = E \cos \alpha \quad (2.38)$$

$$e_{s24} = E \sin \alpha \quad (2.39)$$

En el devanado R_1 - R_3 habrá tensión hasta que quede dispuesto perpendicular al flujo resultante de las tensiones en el estator, Φ . En este momento el otro devanado del rotor abarca el 100% del flujo Φ y, por tanto, su salida alcanza el valor máximo E

$$e_{R24} = e_{s13} \cos \alpha + e_{s24} \sin \alpha = E \quad (2.40)$$

Para tener el ángulo α en forma eléctrica hay que emplear un sensor que detecte el giro del eje.

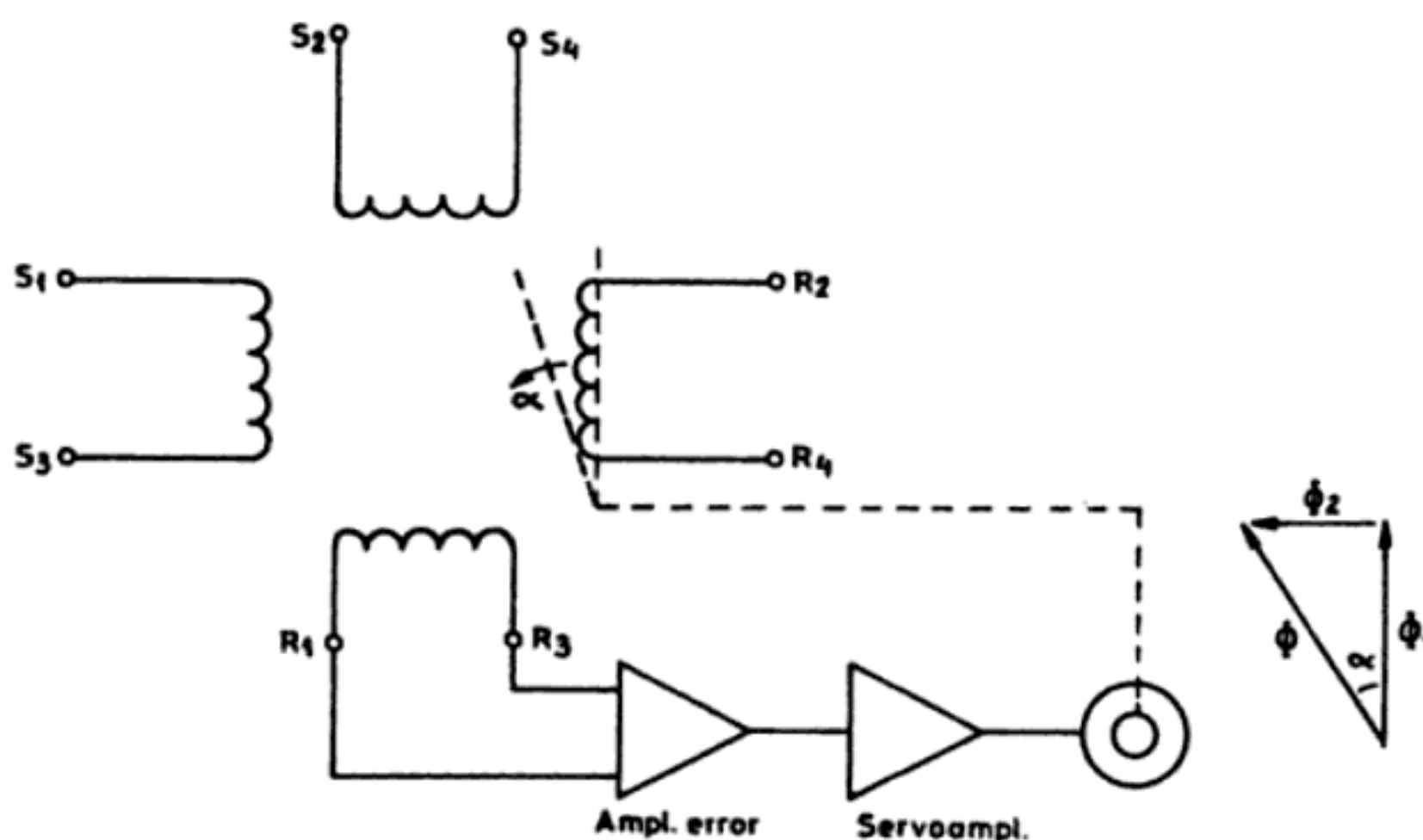


Figura 4.31 Paso de coordenadas cartesianas a polares mediante un resolver.

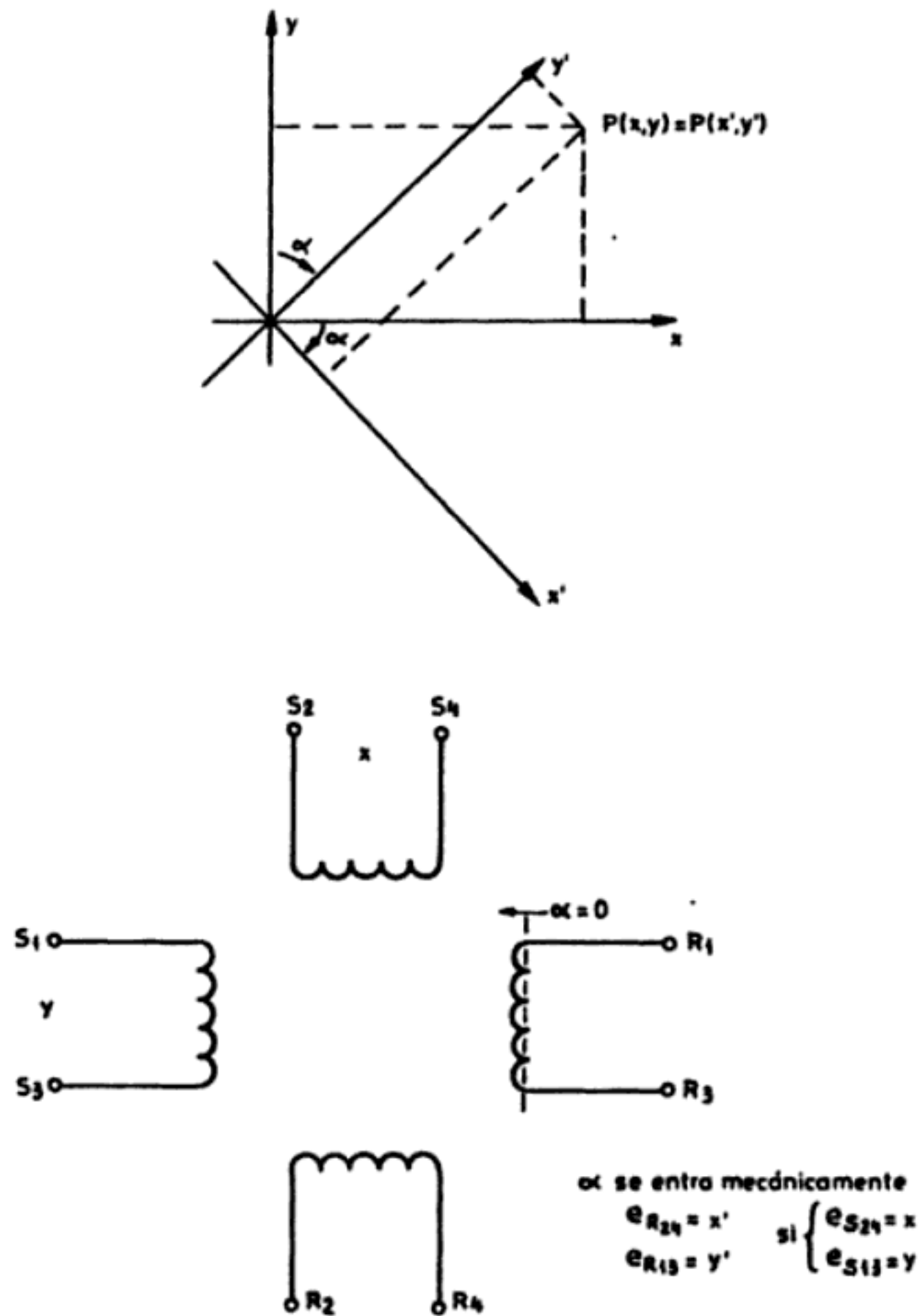


Figura 4.32 Giro de ejes rectangulares.

Otra aplicación es el giro de ejes rectangulares. Con la notación de la figura 4.32, las nuevas coordenadas de un punto tras un giro α de los ejes son

$$x' = x \cos \alpha - y \sin \alpha \quad (2.41)$$

$$y' = x \sin \alpha + y \cos \alpha \quad (2.42)$$

Si se aplican a los devanados del estator tensiones proporcionales a x e y , y se gira el rotor mecánicamente un ángulo α , se obtendrá en un devanado del rotor una tensión proporcional a x' y en el otro una tensión proporcional a y' .

Una aplicación similar es la introducción de un desfase temporal en una tensión senoidal. Si se aplica a un devanado del estator una tensión $e_{s13} = E \sin \omega t$, al otro una tensión $e_{s24} = E \cos \omega t$ y el rotor está girado un ángulo α , las tensiones inducidas en éste son

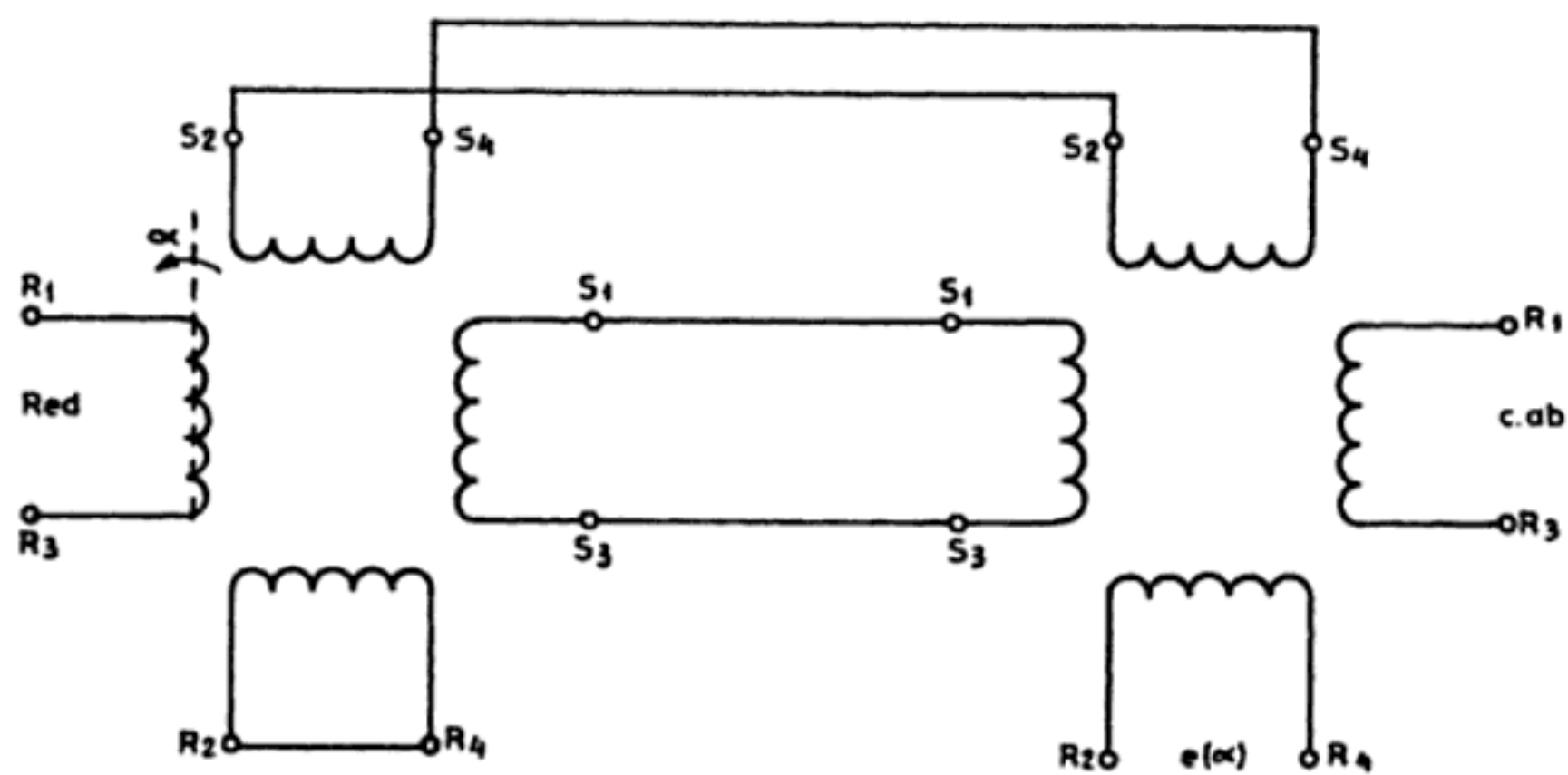


Figura 4.33 Aplicación de los resolvers a la transmisión de datos.

$$e_{R24} = E (\text{sen } \omega t \cos \alpha + \cos \omega t \text{ sen } \alpha) = E \text{ sen } (\omega t + \alpha) \tag{2.43}$$

$$e_{R13} = E (\cos \omega t \cos \alpha - \text{sen } \omega t \text{ sen } \alpha) = E \cos (\omega t - \alpha) \tag{2.44}$$

Para la medida de ángulos se emplean los denominados resolvers de transmisión de datos. En la figura 4.33 se presenta la conexión para transmitir un ángulo α . El funcionamiento del sistema es análogo al visto para los sincros. Hay también transmisores diferenciales. En el cuadro 4.6 se presentan las características de un modelo comercial.

4.2.4.3 *Inductosyn*

Inductosyn es la marca registrada (Farrand Industries Inc.) de un tipo de transformador variable que, a diferencia de los anteriores, admite realizaciones no sólo angulares sino también lineales. Consiste en un estator con una forma regular

Cuadro 4.6 Características del resolver para transmisión, modelo 08RS109 (Documentación Moore Reed).

Parámetro	Valor	Unidad
Frecuencia	400	Hz
Tensión entrada (rotor)	26	V
Corriente entrada máxima	44	mA
Potencia entrada nominal	0,41	W
Relación de transformación	1,000	—
Desfase	16	grados
Tensión máx. en posición cero	46	mV
Momento inercia rotor	0,8	g cm ²

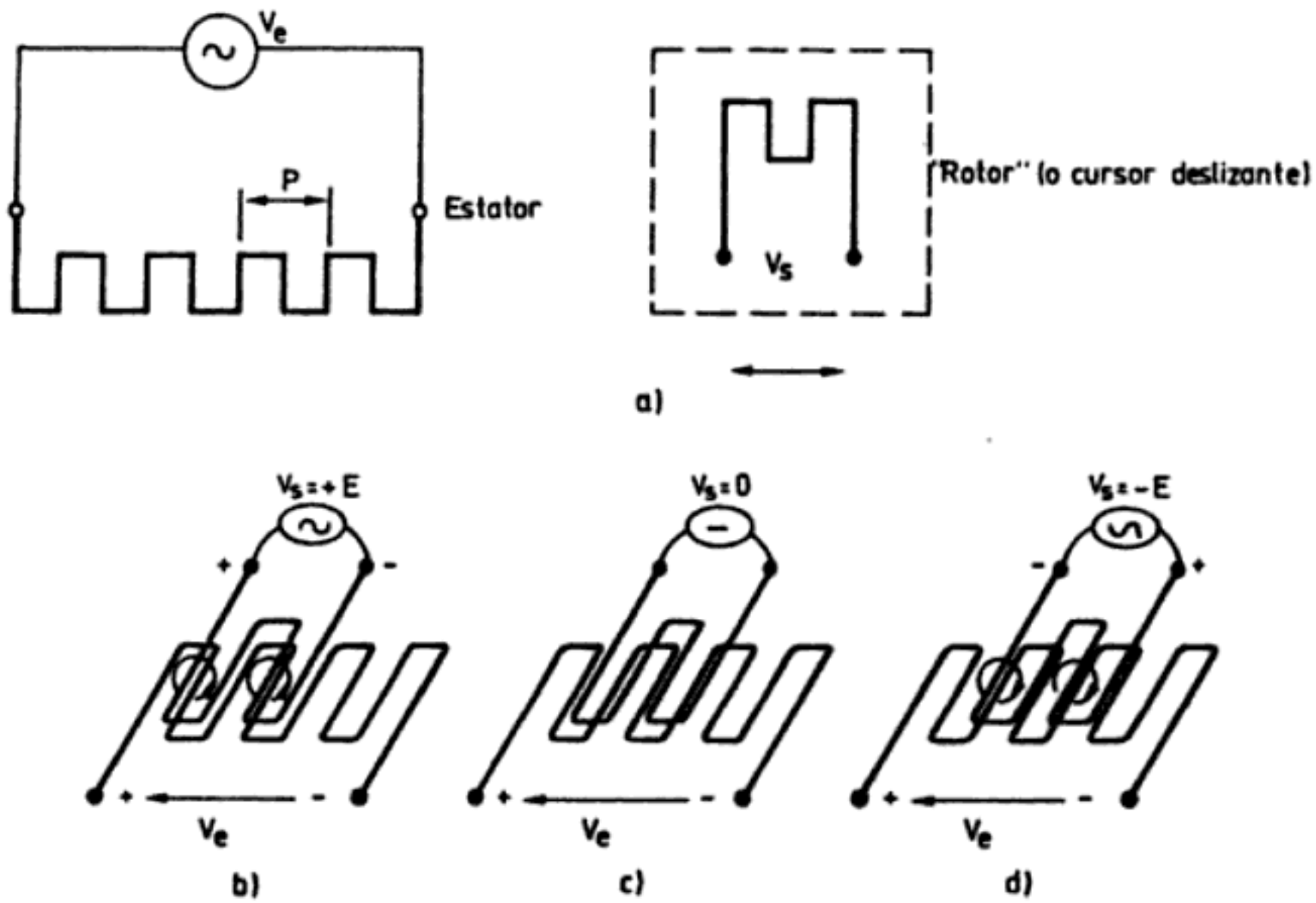


Figura 4.34 Principio de funcionamiento del Inductosyn (Farrand Industries, Inc.). El rotor se desliza sobre el estator e incluye varios «ciclos», pero para mayor claridad se ha dibujado aparte y con un solo ciclo.

como la indicada en la figura 4.34a, sobre un soporte de acero inoxidable, y un rotor de la misma forma que desliza sobre el estator (en la figura se ha dibujado aparte para mayor claridad). La tensión inducida en el rotor depende de la posición relativa de un circuito respecto al otro. Cuando el circuito del rotor coincide con el del estator, la tensión inducida es máxima (figura 4.34b). Cuando hay un desplazamiento rotor-estator de $P/4$ (figura 4.34c), el flujo neto inducido en el rotor es nulo y, por lo tanto, la tensión de salida también. Cuando el circuito del rotor está desplazado $P/2$ respecto al estator, la tensión inducida es mínima. La tensión de salida es

$$V_s = kV \cos 2\pi \frac{x}{P} \quad (2.45)$$

Normalmente se emplea además otro devanado de lectura situado a una distancia fija $P/4$ respecto al primero. La tensión inducida en este segundo devanado será

$$V_{s2} = kV \sin 2\pi \frac{x}{P} \quad (2.46)$$

El acoplamiento entre el devanado fijo y el móvil es inductivo exclusivamente porque se pone un apantallamiento electrostático entre ambos. Cada devanado de lectura incluye varios «ciclos», de modo que la señal de salida es el promedio de

varios de los «ciclos fijos» y así se promedian los posibles errores aleatorios en las dimensiones de éstos.

En los modelos lineales ordinarios el paso P es de 2 mm, la longitud total desde 250 mm hasta 36 m y la separación entre estator y rotor 0,178 mm. Los circulares tienen entre 18 y 1024 ciclos. El error de linealidad normal es de $2,5 \mu\text{m}$ para unos modelos y de $\pm 1''$ a $\pm 4''$ para los otros.

La tensión de salida es menor de 100 mV y su frecuencia igual a la de la portadora, que puede ser desde 200 Hz hasta 200 kHz. Puede funcionar también como detector de cero si se alimentan los dos cursores móviles con señales en cuadratura.

Se aplican al control de posición, por ejemplo, de los discos de memoria en ordenadores donde interesa una repetibilidad de $\pm 0,5 \mu\text{m}$, en máquinas con control numérico y en el manipulador remoto del transbordador espacial «Columbia».

4.2.5 Sensores magnetoelásticos

Los sensores magnetoelásticos o magnetostrictivos son un tipo de sensores de reactancia variable que, a diferencia de los vistos en apartados anteriores, no se basan en un cambio de geometría o de la posición de materiales conductores o magnéticos. Se fundamentan en el efecto Villari, consistente en cambios reversibles en las curvas de magnetización cuando se aplica un esfuerzo a un material ferromagnético e, inversamente, en cambios de forma y volumen durante la magnetización [7], [17] (figura 4.35), efecto este último descubierto por J. P. Joule. Esta interrelación se debe a que las tensiones mecánicas internas de la red del material

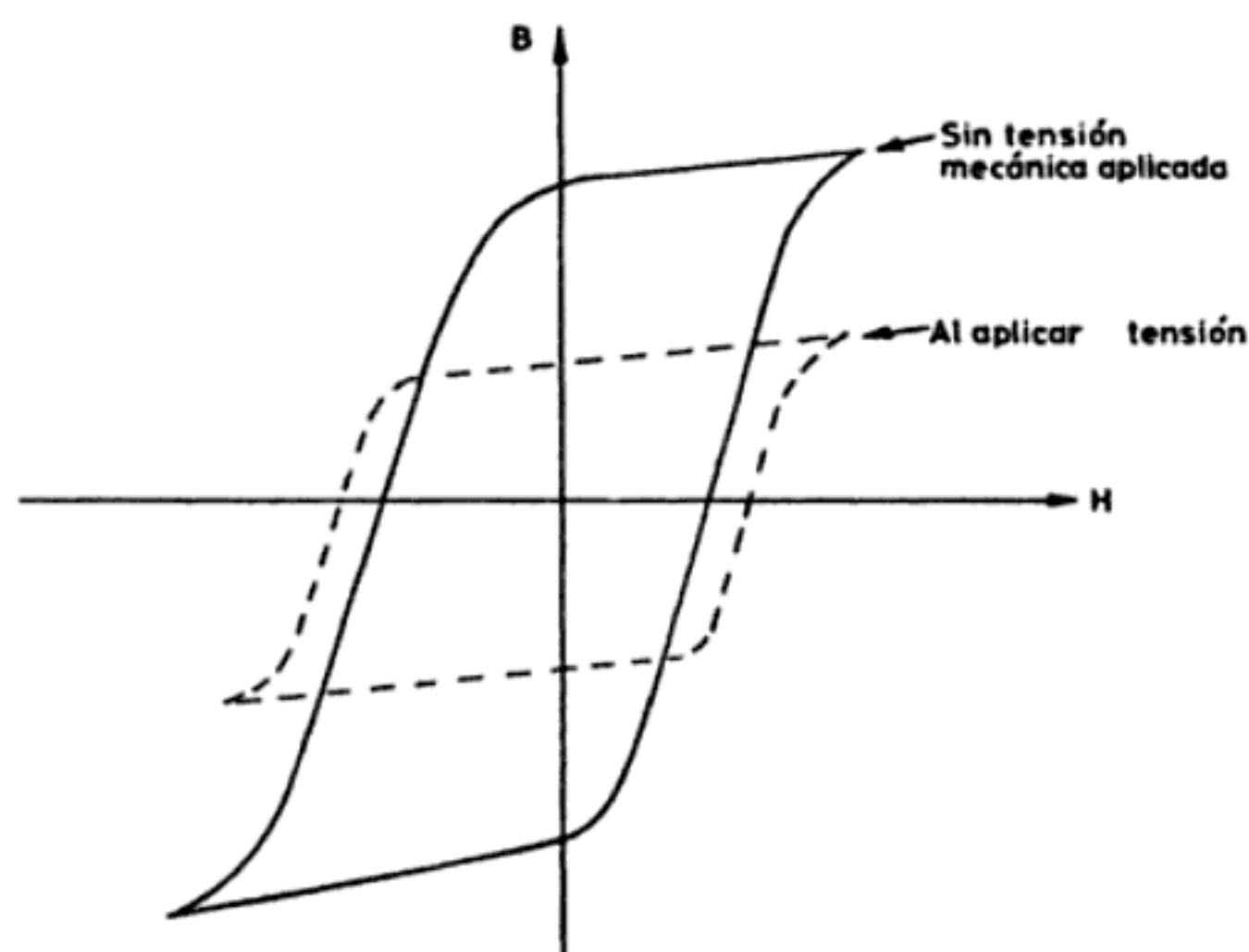


Figura 4.35 Efecto Villari: la curva de magnetización cambia según sea la tensión mecánica aplicada al material.

ferromagnético impiden que durante la magnetización crezcan los dominios magnéticos, y que sus momentos magnéticos se orienten en la dirección del campo aplicado. Así disminuye la permeabilidad magnética y aumenta la fuerza coercitiva. Las tensiones mecánicas internas se deben a las deformaciones en frío que aparecen durante el proceso de preparación del material.

En algunos materiales la dependencia entre la tensión mecánica σ y la curva de magnetización es lineal cuando se les somete a compresión o a tracción (pero no a ambos tipos de esfuerzo). Es decir, se cumple en ellos

$$\sigma = k \frac{1}{\mu_r} \quad (2.47)$$

donde k es una constante que depende del material y μ_r es la permeabilidad relativa.

Para aplicar este efecto en la medida de magnitudes físicas se emplean dos tipos de disposiciones. En una de ellas la distribución de flujo magnético es constante y cambia la permeabilidad por acción de la carga mecánica, tal como se indica en las figuras 4.36a y b. Para detectar el par de dos fuerzas hay sensores cilíndricos con magnetización circular en los que se detecta el campo magnético externo (por ejemplo, con un sensor de efecto Hall) cuando se torsiona el material.

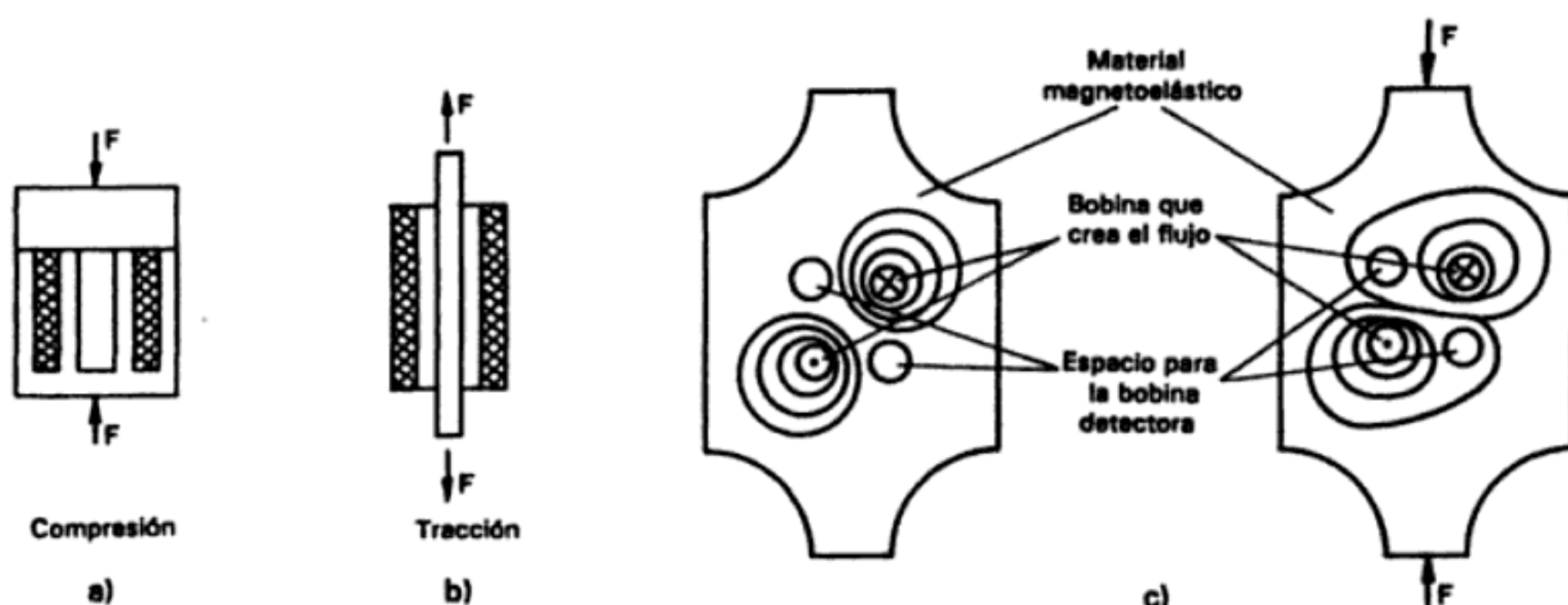


Figura 4.36 Sensores magnetoelásticos a) y b). Basados en una distribución de flujo constante: la carga mecánica varía la permeabilidad. c) Basado en la variación producida en la distribución de flujo cuando se aplica una carga mecánica.

En la figura 4.36c, en cambio, la distribución de flujo magnético varía al aplicar una carga mecánica, debido a que cuando se deforma un material magnético isótropo hay una modificación diferente en la dirección de la carga y en la transversal, es decir, se hace magnéticamente anisótropo. Se disponen dos bobinas, una que crea un flujo magnético, originalmente simétrico, y la otra, dispuesta a 90° respecto a la anterior, que detecta la aparición de asimetrías, induciéndose en este caso una tensión en ella.

Los materiales a emplear en este tipo de sensores deben tener buenas propiedades mecánicas y magnéticas a la vez. Los materiales cristalinos magnéticamente blandos (con ciclo de histéresis pequeño, que es lo que interesa al aplicar tensiones alternas) lo son también mecánicamente, de forma que no se puede tener a la vez, por ejemplo, permeabilidad alta y alta resistencia a la tracción. Los metales amorfos («vidrios metálicos»), que son aleaciones de hierro, níquel, cromo, cobalto, silicio, boro, etc., permiten detectar tensiones de sólo $0,1 \text{ Nm}^{-2}$ [8].

Las aplicaciones más inmediatas de estos sensores son las medidas de fuerza, par y presión en automóviles e industrias mecánicas. Se fabrican células de carga empleando la disposición de las figuras 4.36a y b, donde hay una bobina cerrada sometida a compresión, tracción o ambas cosas a la vez. Basándose en la disposición de la figura 4.36c, se comercializan sensores que se denominan «presductores» o «torductores».

4.2.6 Sensores basados en el efecto Wiegand

El efecto Wiegand consiste en la conmutación de la magnetización de la zona central de un hilo ferromagnético cuando se le somete a un campo magnético externo intenso [21]. Si se dispone una bobina alrededor del hilo o en sus proximidades, se detecta un impulso de tensión de hasta 3 V, para una bobina de 1000 vueltas, y unos $20 \mu\text{s}$ de duración. La tensión es independiente de la velocidad de variación del campo magnético aplicado.

El fenómeno se basa en un proceso de preparación, patentado por J. R. Wiegand en 1981, y que consiste en una torsión del hilo mientras se le somete a una tensión mecánica, con la consiguiente deformación, seguida de un recocido a temperatura de hasta 400°C . El resultado es que la zona central del hilo, o núcleo, resulta magnéticamente blanda (ciclo de histéresis pequeño, fuerza coercitiva H_c menor que 10 A/cm), debido a la orientación de los granos del material bajo la tensión aplicada. En cambio, la zona externa, o cubierta, resulta magnéticamente dura (ciclo de histéresis grande, fuerza coercitiva ≈ 20 a 30 A/cm) y la deformación plástica que experimenta por la torsión a la que está sometida mantiene al núcleo bajo tensión una vez acabado el proceso. En consecuencia, si se somete el hilo a un campo magnético longitudinal cíclico, el «núcleo» y la «cubierta» experimentan conmutaciones magnéticas (inversiones de polaridad) para intensidades de campo distintas. El ciclo de histéresis resultante tiene discontinuidades, denominadas saltos de Barkhausen. Los cambios en el flujo magnético inducen una tensión en una bobina externa.

El proceso de conmutación para un campo externo asimétrico de -20 a 100 A/cm está descrito en la figura 4.37. Inicialmente se garantiza que la cubierta y el núcleo estén magnetizados a saturación en direcciones opuestas (punto 1 de la figura). Las líneas de flujo de la cubierta circulan por el núcleo y lo mantienen magnetizado; el campo externo resultante es casi nulo. Si se aplica un campo H paralelo al de la cubierta, por ejemplo mediante un imán externo, cuando se alcanza un valor próximo a H_c se produce un cambio brusco de la polaridad del núcleo porque sus dominios magnéticos se reorientan. Las líneas de campo circulan

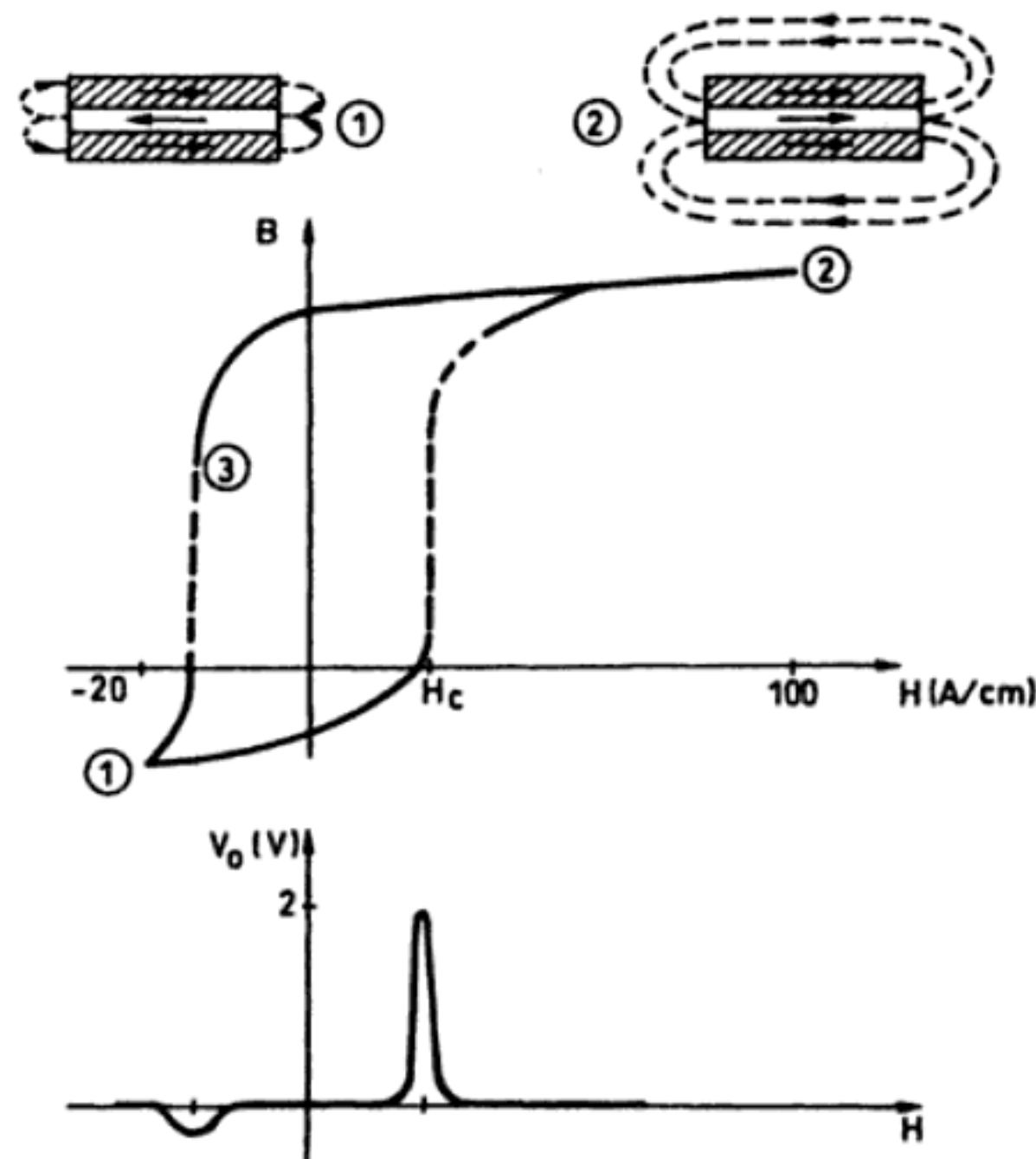


Figura 4.37 Conmutación asimétrica de un hilo Wiegand e impulsos de tensión generados.

ahora por el exterior del hilo y pueden inducir una tensión en una bobina. Al final, el núcleo y la cubierta quedan magnetizados en la misma dirección (punto 2 de la figura). Para poder experimentar una nueva conmutación, hay que devolver el hilo a su estado inicial mediante un campo magnético menor que el de saturación (otro imán), de tal manera que se invierte la polaridad del núcleo pero no la de la cubierta. La nueva conmutación induce en la bobina un impulso de tensión muy pequeño y de polaridad opuesta (punto 3 de la figura). Si la intensidad del campo externo alcanza valores positivos y negativos grandes (simétricos), el ciclo de histéresis es también simétrico, y se obtienen dos impulsos de tensión grandes (aunque de amplitud inferior al de la conmutación asimétrica) y dos pequeños.

Una limitación de estos sensores es que su sensibilidad decrece al aumentar la temperatura. Para un modelo determinado, la sensibilidad es constante de -40°C a $+55^{\circ}\text{C}$, pero a 200°C la amplitud del impulso de tensión se reduce en un 18%. Otras limitaciones térmicas se deben al comportamiento de los imanes y de la bobina detectora. En el diseño de los imanes y las piezas polares, hay que considerar, y evitar, la posibilidad de conmutación debida a campos magnéticos erráticos. La intensidad del campo de conmutación depende de la intensidad del campo aplicado para volver al estado inicial, y dada la escasa diferencia entre los campos coercitivos del núcleo y de la cubierta, el diseño de los imanes resulta crítico.

Una ventaja importante del sensor Wiegand es que genera una tensión alta sin necesidad de alimentación. Esto significa también que sólo necesita dos hilos de conexión. Además, dicha tensión es independiente de la velocidad de variación

del campo magnético, que puede ser desde 0 hasta 20 kHz. El margen de temperatura de utilización del hilo Wiegand en sí es amplio, del orden de -200°C a $+260^{\circ}\text{C}$.

El hilo Wiegand consiste en una aleación ferromagnética denominada Vicalloy ($\text{Co}_{52}\text{Fe}_{38}\text{V}_{10}$), empleada en relés de láminas y memorias magnéticas. El hilo tiene de 0,25 a 0,30 mm de diámetro y de 7,5 a 32 mm de longitud. La tensión obtenida depende de la longitud del sensor y del número de vueltas de la espira. Un número de espiras alto conlleva una resistencia eléctrica de salida alta. La salida puede activar directamente una puerta CMOS o TTL. El campo de conmutación es del orden de 20 A/cm.

Los sensores basados en el efecto Wiegand se aplican a la detección sin contacto de campos magnéticos y de magnitudes que los puedan hacer variar, como son los movimientos y la posición. Se utilizan, por ejemplo, para detectar la posición del cigüeñal en automóviles, para teclados, sin rebotes, donde el elemento móvil es un hilo Wiegand y el cabezal detector consiste en una bobina y un imán permanente. En tacómetros permiten medir velocidades de rotación pequeñas. En sistemas antirrobo y tarjetas de identificación donde, por ejemplo, cada bit corresponde a un hilo Wiegand incrustado dentro de la tarjeta. Se han aplicado también a la medida del flujo de un fluido, empleando como sensor primario una turbina con paletas no magnéticas inmersa en el seno del fluido que gira debido al flujo y lleva un hilo Wiegand insertado. El cabezal detector incorpora la bobina y dos imanes, y puede situarse fuera de la tubería.

4.3 SENSORES ELECTROMAGNÉTICOS

Los sensores vistos hasta el momento en este capítulo se podían describir o bien mediante uno o dos condensadores variables, o bien mediante una o más inductancias o inductancias mutuas variables. Existen otros dispositivos en los que una magnitud física puede producir una alteración de un campo magnético o de un campo eléctrico, sin que se trate de un cambio de inductancia o de capacidad. En este apartado se tratan algunos de los más habituales.

4.3.1 Sensores basados en la ley de Faraday

En un circuito o bobina con N espiras que abarque un flujo magnético Φ , si éste varía con el tiempo se induce en él una tensión o fuerza electromotriz, e , que viene dada por

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.1)$$

El flujo Φ puede ser variable de por sí (por ejemplo, cuando es debido a una corriente alterna), o bien puede ser que varíe la posición del circuito con respecto

al flujo siendo éste constante. Los tacómetros de alterna son del primer tipo, mientras que los tacómetros de continua, los medidores de velocidad lineal y los caudalímetros electromagnéticos son del segundo tipo.

4.3.1.1 Tacogeneradores

Los denominados tacogeneradores o tacómetros de alterna son similares, en su fundamento, a un generador de energía eléctrica. Si se dispone un circuito de N espiras con un movimiento relativo respecto a un campo fijo de densidad de flujo \vec{B} , si el circuito gira con una velocidad angular ω , la tensión inducida será

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} = -N \frac{d(BA \cos \theta)}{dt} = NBA \sin \theta \frac{d\theta}{dt} \quad (3.2)$$

Dado que $\omega = d\theta / dt$, se tiene

$$e = NBA \omega \sin \int \omega dt \quad (3.3)$$

Si ω es constante,

$$e = NBA \omega \sin \omega t \quad (3.4)$$

La salida es, pues, en forma de tensión variable tanto en amplitud como en frecuencia. Esto hace que una disposición de este tipo sea poco práctica, porque a bajas velocidades de rotación, por ejemplo, la amplitud será muy pequeña.

Para tener sólo amplitud variable y la frecuencia constante, se emplea una disposición similar a la de un motor de inducción bifásico, donde hay dos devanados a 90° , pero que se comporta como un motor monofásico. En la figura 4.38 se representa esquemáticamente este sensor, señalando el devanado de excitación, el de detección de tensión y el rotor en forma de lo que se denomina «jaula de ardi-

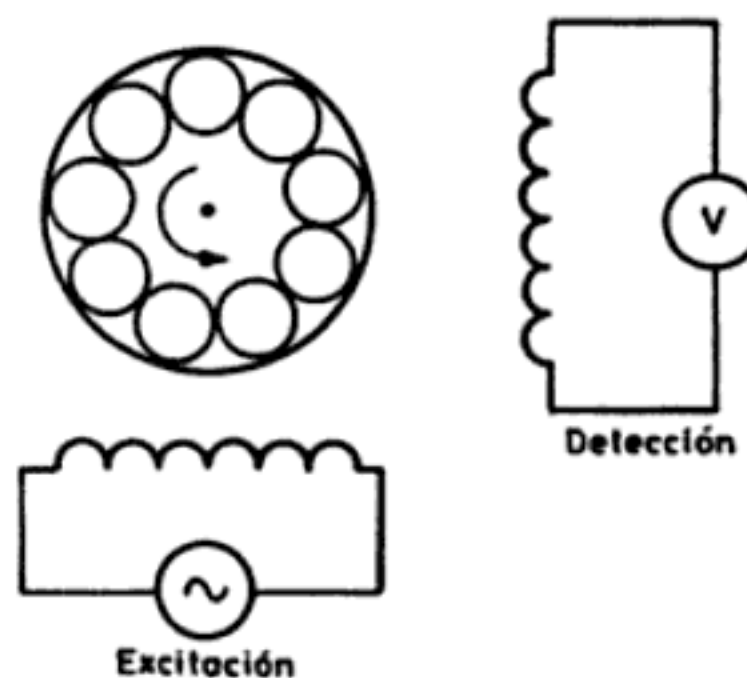


Figura 4.38 Esquema de un tacómetro de alterna de frecuencia constante y amplitud proporcional a la velocidad de rotación.

lla», debido a que está constituido por una serie de espiras cortocircuitadas dispuestas alrededor de un tambor. En otros modelos el rotor es simplemente un tambor metálico (aluminio).

Si el devanado de excitación se alimenta con una corriente alterna de amplitud estable y frecuencia ω , al girar el rotor con una velocidad ω_a se obtiene en el inducido una tensión

$$e = k \omega \omega_a \sin(\omega t + \phi) \quad (3.5)$$

Es decir, se trata de una tensión de frecuencia igual que la de excitación y amplitud proporcional a la velocidad de giro. Se ha supuesto que la impedancia de entrada del instrumento de medida es alta, pues de lo contrario la corriente que circula por el devanado de salida produciría un campo magnético que provocaría no linealidades.

Dado que la información de interés está en la amplitud, si la velocidad de giro varía no deberá hacerlo con una frecuencia comparable a la de excitación, que actúa de portadora. Para poder demodular la envolvente sin tener que recurrir a filtros complejos, conviene que la frecuencia de excitación sea al menos diez veces mayor que la de la velocidad a medir. Muchas veces se emplea por comodidad la frecuencia disponible en la instalación eléctrica (50, 60 o 400 Hz).

La sensibilidad de los tacómetros de alterna es de 3 a 10 V/1000 r/min. Dado que son sensibles a la temperatura, pues varía la resistencia de los devanados y con ella la corriente de excitación, hay modelos que incluyen un termistor linealizado en serie con el devanado primario, de tal forma que el coeficiente de temperatura total sea casi nulo.

Los tacómetros de continua o dinamos tacométricas son similares a los de alterna, pero «rectificando» la salida, tal como se hace en los generadores de co-

Cuadro 4.7 Características de la dinamo tacométrica modelo SA-740A-7 (Documentación Servo-Tek).

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Unidad</i>
Sensibilidad	2,6	V/1000 r/min
Linealidad	9,36	mV
Rizado, $\omega > 40$ r/min	3	% salida (rms)
Resistencia	38	Ω
Inductancia	24	mH
Coeficiente temperatura de -20 a 70°C	0,01	% salida/ $^\circ\text{C}$
Error de reversibilidad	0,25	% salida
Tensión alterna máxima entre cada terminal y el eje, durante 1 s	1250	V
Velocidad máxima	12.000	r/min
Vida escobillas con 1 mA a 3600 r/min	100.000	h
Peso	3	onzas
	$\approx 0,83$	N
Momento de inercia	8,5	$\text{g} \cdot \text{cm}^2$
Par resistente	0,25	onzas \cdot pulgada
	$\approx 0,18$	N \cdot cm

riente continua. Es decir, hay un imán permanente, basado en una aleación especial y obtenido por sinterización, que crea un flujo magnético constante, y un circuito con varias espiras que gira en su seno y en el que se induce una tensión. La conexión de salida se va conmutando periódicamente de forma que se obtiene una tensión continua cuya polaridad depende de la polaridad de la velocidad de giro y cuya amplitud es proporcional a ésta.

En la práctica, la tensión de salida no es estrictamente continua sino que presenta una cierta ondulación debida a asimetrías mecánicas (excentricidad, rotor no cilíndrico, ...), magnéticas (anisotropía) o a causas eléctricas (contactos de las escobillas). El cociente de la diferencia entre la tensión máxima y la mínima y la tensión media de salida se denomina ondulación, y es uno de los factores de calidad de estos sensores. A veces la ondulación se da también en forma de valor eficaz. Si bien este rizado se puede eliminar filtrando, en el caso de velocidades lentas en un sistema realimentado puede que el retardo impuesto por los filtros sea inaceptable, debiéndose recurrir a modelos con baja ondulación (y mayor precio).

La temperatura afecta a la magnetización de los imanes permanentes y puede ser, por tanto, otra fuente de error. Para compensarla se disponen adecuadamente materiales con un punto de Curie dentro del margen de temperaturas a compensar. De esta forma, la reluctancia del circuito magnético cambia al hacerlo la temperatura y se logra mantener el flujo constante hasta valores de 0,005%/K.

La sensibilidad normal de las dinamos tacométricas es del orden de 5 a 10 V/1000 r/min, y el alcance de medida llega fácilmente a las 8000 r/min. En el cuadro 4.7 se dan las características de un modelo comercial. Su campo de aplicación es, obviamente, la medida de velocidad (tacómetros) en sí o dentro de servosistemas de velocidad o de posición (para tener realimentación de velocidad).

4.3.1.2 Sensores de velocidad lineal

Para medir velocidades lineales no siempre es posible su conversión a velocidad angular y la posterior aplicación de un tacómetro. Sucede así, entre otros, en el caso de medida de vibraciones. Los sensores de velocidad lineal, LVS (Linear Velocity Sensors), permiten la medida directa.

Se fundamentan también en la ley de Faraday, pero en este caso aplicada a un conductor de longitud l que se mueva con velocidad lineal v perpendicular a un campo magnético con densidad de flujo \vec{B} . La tensión inducida en él, calculada a partir de (3.1), viene dada por

$$e = B l v \quad (3.6)$$

con lo que se tiene una proporcionalidad directa.

Para aplicar este principio de medida se emplean dos disposiciones distintas. En los sensores de devanado móvil, similares a los altavoces electrodinámicos, hay un imán permanente fijo y el devanado se mueve con la velocidad a detectar (figura 4.39). Para aumentar la longitud del conductor, y con ella la sensibilidad, se usa hilo muy fino. Esto implica un aumento de la resistencia de salida y, por

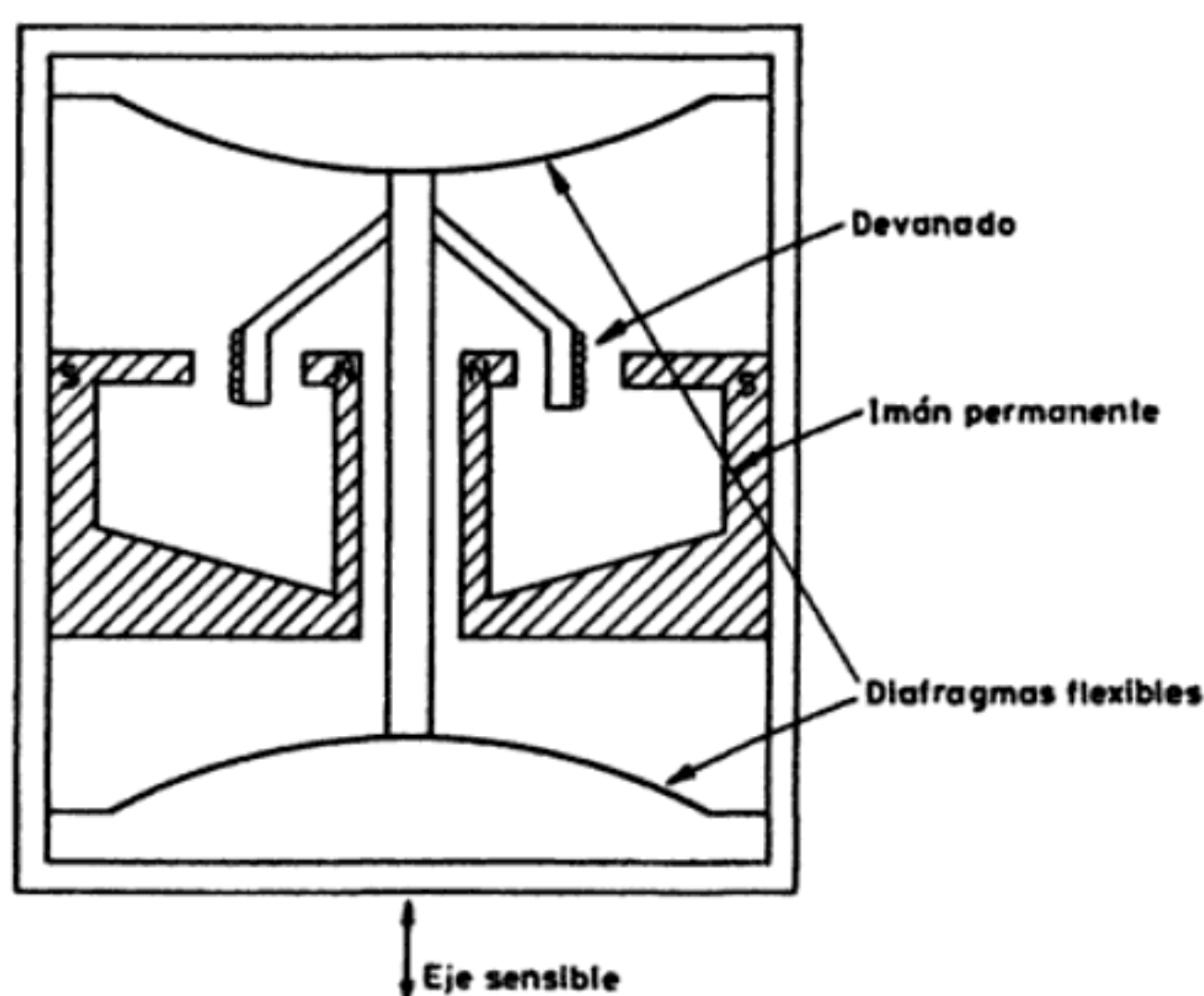


Figura 4.39 Sensor de velocidad lineal de devanado móvil.

consiguiente, exige que la impedancia de entrada del medidor sea también alta. La sensibilidad obtenida es del orden de 10 mV/mm/s y el ancho de banda de 10 a 1000 Hz.

Los sensores de núcleo móvil están basados en una disposición similar a los sensores inductivos diferenciales de núcleo móvil (figura 4.10), pero aquí el núcleo es un imán permanente, en vez de ser un simple material ferromagnético. En la figura 4.40a se representa esquemáticamente este sensor [5]. En los modelos comerciales hay una vaina de acero con blindaje magnético. Consta de dos devanados coaxiales que están conectados en oposición-serie. Si sólo se empleara un devanado, una vez todo el núcleo hubiera entrado en el interior de la bobina, la ten-

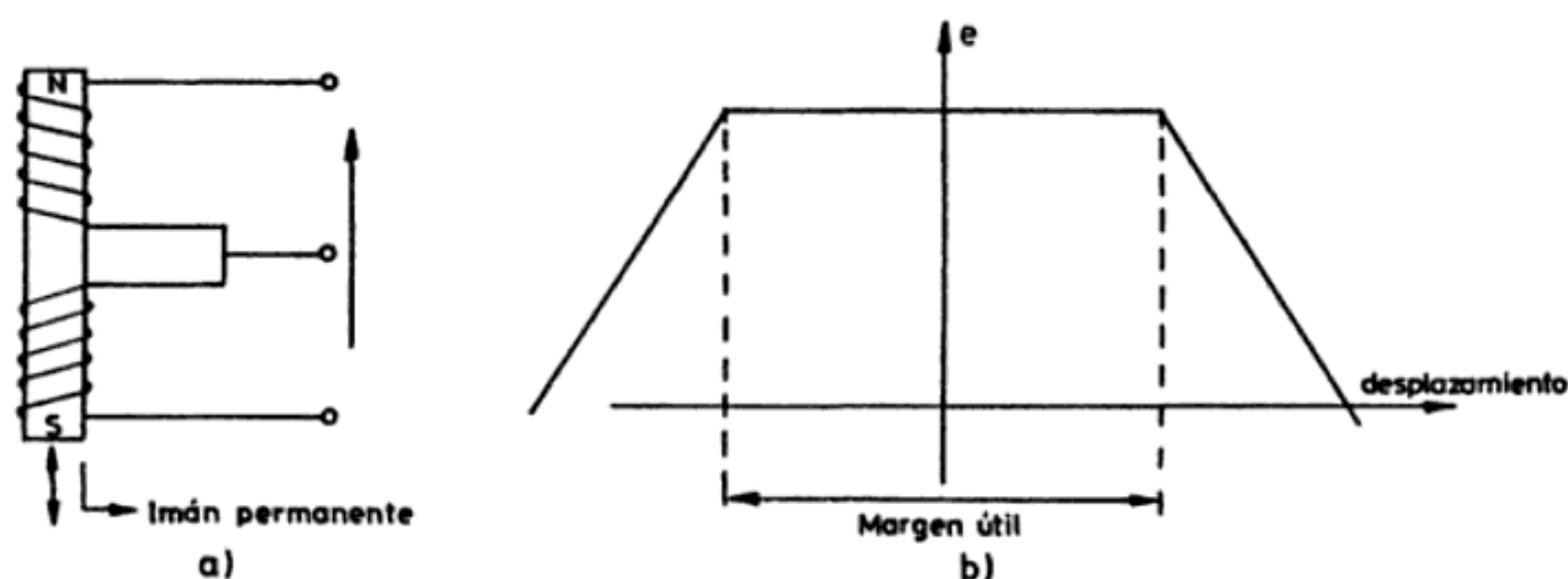


Figura 4.40 Sensor de velocidad lineal de núcleo móvil (a) y variación de su tensión de salida con el desplazamiento del núcleo cuando éste se mueve a una velocidad fija (b).

sión inducida sería nula en tanto en cuanto su velocidad fuera constante, ya que los polos opuestos del imán inducirían a lo largo del devanado tensiones opuestas que se cancelarían entre sí. Si, en cambio, se emplean dos devanados, las tensiones obtenidas en cada uno se pueden sumar mediante su conexión en oposición-serie.

Esta disposición permite un mayor margen de desplazamiento (hasta 25 cm) que la de devanado móvil. El recorrido permitido influye en la impedancia de salida, que puede ser de 8 k Ω con 0,9 H en serie para recorridos pequeños y de 17 k Ω con 2,8 H para recorridos grandes. En la figura 4.40b se presenta la relación entre el desplazamiento del núcleo y la tensión de salida a una velocidad determinada. La sensibilidad es del orden de 20 mV/mm/s.

La aplicación de los LVS a las medidas de velocidad se basa en emplear un sistema inercial (masa-resorte) como sensor primario (figura 1.10a). Si la variable que se mide no es el desplazamiento del extremo del muelle sino su velocidad, y la variable de interés no es la aceleración de la carcasa sino su velocidad, a partir de la ecuación 5.19 del capítulo 1 es inmediato obtener

$$\frac{\dot{x}_0}{\dot{x}_1} = \frac{M}{K} \frac{s^2 \omega_n}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.7)$$

que es una respuesta de tipo paso alto, donde $\omega_n^2 = K/M$ y $\zeta = B/2(KM)^{1/2}$. En la práctica habrá también un límite en la medida de velocidades con frecuencia de variación alta. Obsérvese que con este sistema se puede conocer una velocidad a partir de la medida de otra, pero mientras la velocidad de interés es una velocidad absoluta y puede que esté asociada a un desplazamiento muy grande, en cambio la velocidad detectada por el sensor es una velocidad relativa y está asociada a un desplazamiento pequeño.

4.3.1.3 Caudalímetros electromagnéticos

Los caudalímetros electromagnéticos se basan también en la ley de Faraday. En este caso se trata de un líquido conductor que se desplaza en el seno del campo magnético creado por dos bobinas externas; en dos electrodos dispuestos a 90° respecto al flujo y al campo, tal como se indica en la figura 4.41, se recoge una pequeña tensión eléctrica (1 mV a 1 m/s), que obedece a la ecuación (3.6).

La proporcionalidad entre la tensión de salida y el caudal sólo es cierta si el perfil de velocidades es simétrico respecto al eje longitudinal y el campo magnético es uniforme. La dependencia de la salida respecto al perfil de velocidades varía según el tamaño de los electrodos. En principio, cuanto mayores sean éstos tanto mejor; pero para evitar que se ensucien y deterioren, deben cubrirse con un aislante, es decir, se acoplan capacitivamente. Esto implica un aumento de la impedancia de salida. Una alternativa es limpiarlos desde el exterior con ultrasonidos.

La tubería debe ser no metálica, no magnética para no distorsionar el campo impuesto, y revestida interiormente con un material resistente a la abrasión y aislante para no cortocircuitar la señal obtenida en los electrodos. Se emplean teflón,

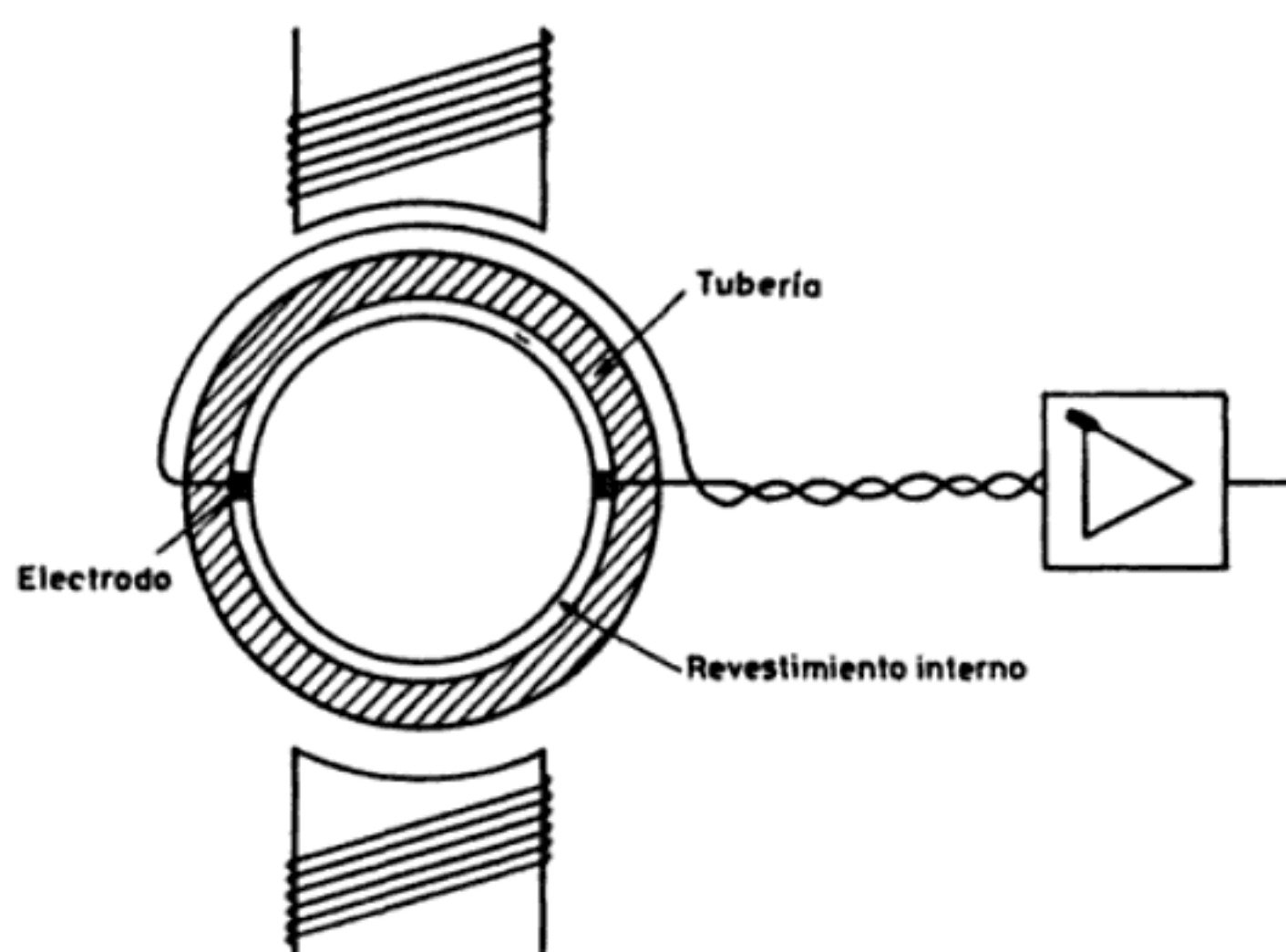


Figura 4.41 Fundamento del caudalímetro electromagnético.

poliuretano, neopreno y cerámicas. Los electrodos suelen ser de acero inoxidable, o también de circonio, platino-iridio, titanio o tantalio. Para que la medida sea válida, la tubería debe estar totalmente llena.

El campo magnético impuesto, del orden de teslas, puede ser continuo o alterno. En este segundo caso se evitan los efectos electroquímicos en los electrodos y termoelectrónicos en las soldaduras de los cables eléctricos de conexión. Pero si la alimentación es senoidal, de la red de 50 Hz por ejemplo, el propio campo magnético variable induce tensiones parásitas en cualquier bucle conductor. Una alternativa es alimentar el electroimán con una tensión cuadrada o trapezoidal y medir la tensión inducida sólo durante el tiempo que el campo magnético es constante. La tendencia actual es emplear un campo magnético pulsado, con frecuencia submúltiplo de la red eléctrica. En el intervalo entre excitaciones, se calibra el cero del sistema.

Aunque el fluido debe ser conductor, para aplicar este método bastan conductividades del orden de $5 \mu\text{S/m}$. No sirve, sin embargo, para hidrocarburos ni para gases. Hay diseños especiales aplicables hasta $0,05 \mu\text{S/cm}$ (alcoholes). La ausencia de obstrucciones al flujo lo hace idóneo para aguas residuales, líquidos corrosivos o con sólidos en suspensión. Por su carácter no invasivo, es adecuado para las industrias farmacéutica y alimentaria. Incluso hay modelos aptos para medir el flujo sanguíneo en arterias, accesibles durante ciertas intervenciones quirúrgicas.

4.3.2 Sensores basados en el efecto Hall

El efecto Hall, descubierto por E. H. Hall en 1879, consiste en la aparición de una diferencia de potencial transversal en un conductor o semiconductor, por el que circula corriente, cuando hay un campo magnético aplicado en dirección perpendicular a ésta.

En la figura 4.42 se indica el sentido de la tensión obtenida para el caso de un semiconductor, que depende del tipo de portadores de corriente mayoritarios. Sobre éstos aparece una fuerza (de Lorentz) $\vec{F} = q\vec{v} \times \vec{B}$, con la consiguiente acumulación de cargas en las superficies que dan origen a una tensión tal que la fuerza sobre los portadores equilibra la fuerza debida al campo magnético. Como la dirección de la fuerza depende del tipo de portadores mayoritarios, la tensión Hall tiene signo distinto para un material *p* que para uno *n*.

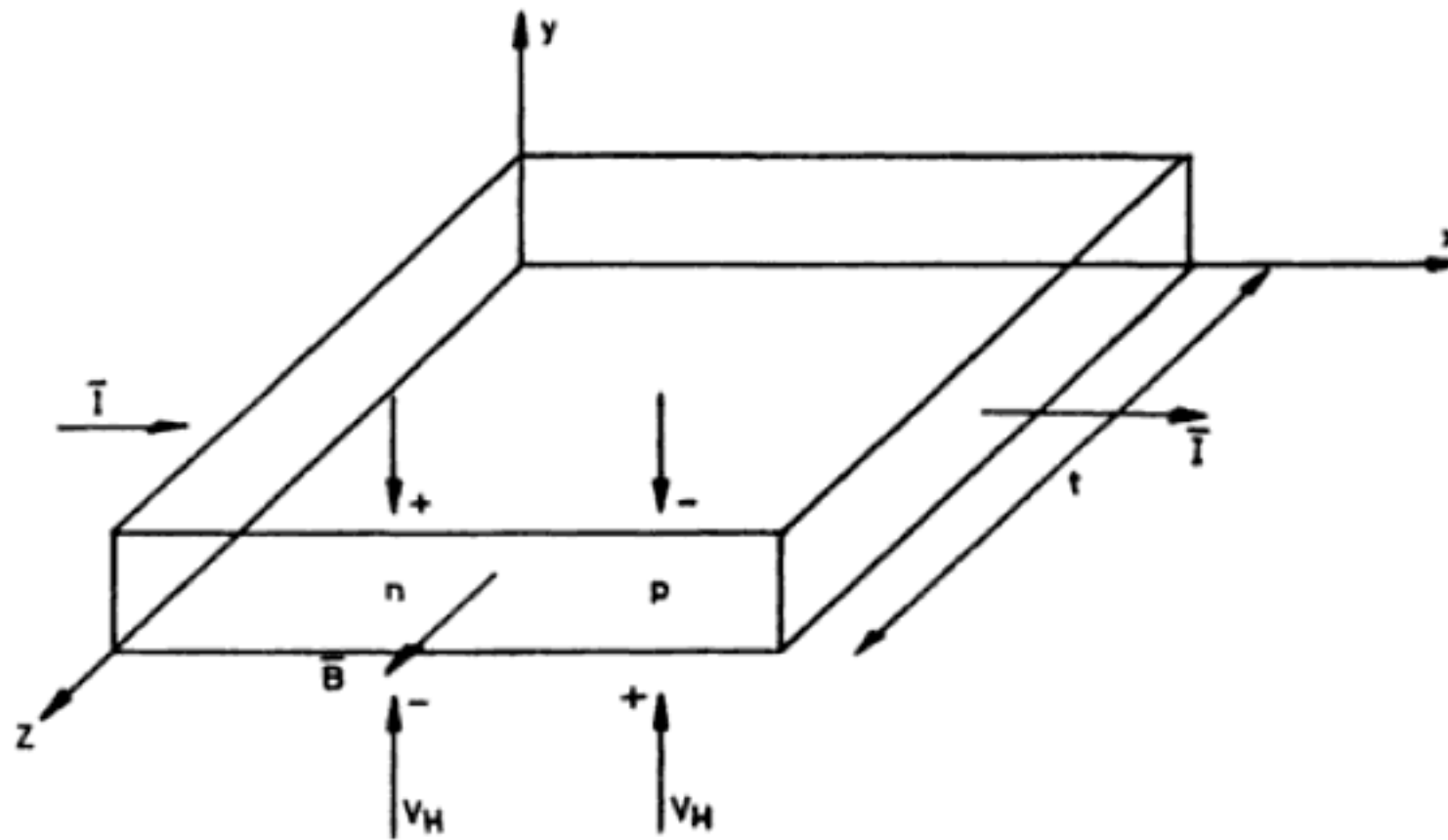


Figura 4.42 Sentido de la tensión Hall en un semiconductor dependiendo del tipo de portadores mayoritarios.

La tensión Hall obtenida, V_H , depende del grosor t del material en la dirección del campo magnético aplicado, de la corriente primaria I , del campo magnético aplicado B y de las propiedades eléctricas del material (densidad de carga y movilidad de los portadores) recogidas en el denominado coeficiente Hall, A_H . La relación entre estos parámetros es

$$A_H = \frac{V_H t}{I B} \quad (3.8)$$

La aplicación de este principio a la medida de magnitudes físicas es, pues, simple siempre y cuando la magnitud de interés provoque una variación del flujo magnético B . No obstante, el comportamiento descrito por (3.8) es un tanto ideal. En la práctica, la tensión Hall depende de otros factores como son la tensión mecánica o presión, p , y la temperatura, T , de forma que se tiene

$$V_H = V_H(B) + V_H(I) + V_H(p) + V_H(T) \quad (3.9)$$

La dependencia de la presión (efecto piezorresistivo) es un factor a ser considerado sobre todo por el fabricante al encapsular el componente, puesto que para el usuario es fácil adoptar precauciones al respecto.

La temperatura tiene un efecto doble. Por una parte, afecta a la resistencia que presenta el elemento, por lo que si se alimenta a tensión constante la corriente de «polarización», I , variará con la temperatura, y con ella la tensión de salida, V_H . Por esta razón, es preferible alimentar a corriente constante que a tensión constante.

Por otra parte, la temperatura afecta a la movilidad de los portadores mayoritarios y, por lo tanto, a la sensibilidad. Dado que estos dos efectos tienen signo opuesto, es posible su compensación con un circuito adecuado (ver el problema 4). En cualquier caso, siempre conviene limitar el valor de la corriente de control para evitar autocalentamientos.

Otra limitación importante en aplicaciones de precisión es la presencia de una tensión de desequilibrio (offset), que es la tensión obtenida con campo magnético nulo, a pesar de tener los electrodos bien centrados en las caras. Se debe a inexactitudes físicas y no uniformidades en el material, y puede ser de hasta 100 mV cuando se alimenta a 12 V. La solución incorporada en algunos elementos consiste en disponer un electrodo de control adicional por el que se inyecta la corriente necesaria para tener una salida nula en ausencia de campo magnético. En otros casos se emplean dos sensores Hall conectados en paralelo y cuyas corrientes de «polarización» circulen en sentido contrario. En [18] se describen estos problemas y otros de segundo orden, y algunos métodos de solución.

Frente a otros sensores sensibles a un campo magnético, los elementos Hall tienen la ventaja de que su salida es independiente de la velocidad de variación del campo detectado, aunque su máxima frecuencia de variación está limitada. En los sensores inductivos, cuando la velocidad de variación del flujo es lenta, la salida es muy pequeña.

Comparados con los sensores basados en un emisor y detector ópticos, los elementos Hall son inmunes a las condiciones ambientales (contaminación por polvo y humedad, vibraciones), y tienen características constantes. En un par emisor-detector óptico, la luz del emisor decrece con el tiempo.

La ausencia de contactos, cuando se aplican a la detección de movimientos, les confiere mayor robustez que la que tienen los sensores donde aquéllos están sometidos a desgaste y son una fuente de interferencias por la presencia de arcos eléctricos.

En la fabricación de elementos Hall se emplean semiconductores, en vez de metales, porque al ser menor la conductividad, la tensión Hall es mayor. Además, en los semiconductores la movilidad de los portadores se puede controlar mediante la adición de impurezas, y obtener así un coeficiente Hall repetible. Como el efecto depende sólo de la movilidad, no hay perturbaciones debidas a efectos superficiales (como sucede en las uniones pn y elementos bipolares) y, por ello, son fácilmente reproducibles y tienen alta fiabilidad.

Algunos de los materiales empleados son SbIn, AsIn, Ge, AsGa y Si. Este último permite incorporar en el mismo chip la electrónica de acondicionamiento de señal. Algunos sensores Hall integrados dan una salida diferencial superpuesta a una señal de modo común, mientras que otros dan una salida unipolar superpuesta a la señal correspondiente a $B = 0$, que puede ser de varios voltios. Los sensores integrados incorporan un regulador de tensión e incluso circuitos de protec-

ción de sobretensiones. Los elementos Hall se fabrican con forma rectangular, en forma de mariposa (para concentrar el flujo en la zona central) y también en forma de cruz simétrica (en cuyo caso los electrodos son intercambiables).

Las aplicaciones más inmediatas de los elementos Hall, según se deduce de (3.8), son la medida de campos magnéticos (gaussímetros) y la realización del producto entre dos magnitudes que se conviertan, respectivamente, en una corriente y un campo magnético, por ejemplo para la medida de potencia eléctrica (vatímetros). También es posible medir la intensidad de una corriente eléctrica a base de disponer el elemento Hall en el entrehierro de un toroide abierto en el que el paso de corriente crea un campo magnético proporcional.

No obstante, para la detección de otras magnitudes físicas hay que emplear otras disposiciones. Las aplicaciones se clasifican entonces en las de conmutación y las lineales. En la figura 4.43 se presentan distintas formas de aplicar los elementos Hall a la medida de movimientos. En el caso (a) el movimiento produce una variación de la distancia entre un imán permanente y el detector. Si éste ofrece una salida proporcional al campo magnético, se tendrá una medida del desplazamiento. Si, en cambio, es un elemento que incorpora la circuitería necesaria para actuar como conmutador, esta disposición es válida para un detector de proximi-

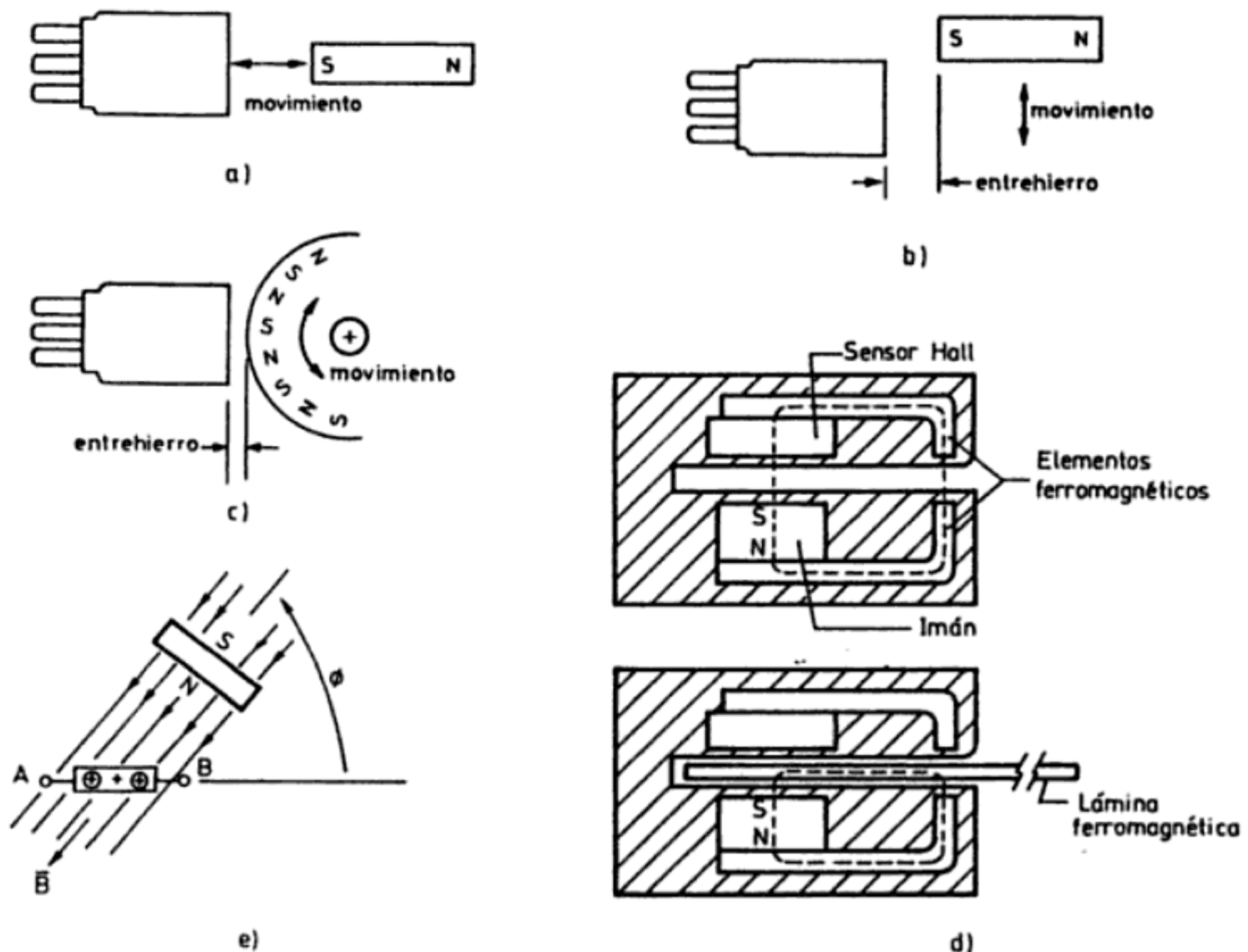


Figura 4.43 Distintas formas de aplicar los elementos Hall a la medida de movimientos (Documentación Micro Switch —Honeywell— y Siemens).

dad. La disposición (b) se puede aplicar también en detectores de proximidad. La disposición (c) es válida para la medida de una velocidad de rotación empleando también un elemento de conmutación. Otra posibilidad es alterar, mediante el movimiento a medir, la reluctancia magnética en una disposición donde el imán permanente y el elemento Hall son ambos fijos. En la figura 4.43d, por ejemplo, el flujo magnético creado por el imán permanente circula habitualmente a través de un camino de baja reluctancia que pasa a través del sensor Hall. Pero si se interpone una lámina o aspa ferromagnética entre el imán permanente y el sensor, éste no recibe flujo. En la figura 4.43e se muestra el esquema de un «potenciómetro magnético» para desplazamientos angulares. Hay un imán permanente que puede girar alrededor de un punto que coincide con el centro de un elemento Hall estático. Si se aplica corriente al elemento Hall (en dirección perpendicular al papel), se obtiene entre A y B una tensión proporcional al flujo magnético que recibe en dirección perpendicular a dicha corriente. Por lo tanto, la tensión de salida es proporcional al seno del ángulo ϕ girado por el imán. En [9] pueden encontrarse muchas aplicaciones adicionales. Una muy frecuente es el teclado de ordenador. Un inconveniente a considerar en todas las aplicaciones donde se emplea un imán permanente es que éste atrae contaminantes metálicos.

Cuadro 4.8 Características de algunos elementos Hall de conmutación.

Parámetro	Modelo		Unidad
	Allegro Microsystems UGN 3019T	Texas Instruments TL 172C	
Tensión alimentación	< 20	< 7	V
Tensión salida	< 20	< 30	V
Corriente salida	< 15	< 20	mA
Campo conmutación			
<i>B</i> (+)	500	600	G
<i>B</i> (–)	100	100	G

Cuadro 4.9 Características de algunos elementos Hall lineales.

Parámetro	Modelo		Unidad
	Allegro Microsystems UGN 3501 LL	Texas Instruments TL 173C	
Tensión alimentación	8 a 12	10,8 a 13,2	V
Corriente alimentación	< 20	< 12	mA
Sensibilidad	0,7	1,5	mV/G
Tensión salida <i>B</i> = 0	2,5 a 5	5,8 a 6,2	V
Ancho de banda a –3 dB	25	100	kHz
Flujo <i>B</i> máximo	Ilimitado	Ilimitado	

Los campos detectados por los elementos que funcionan en conmutación son del orden de 100 a 500 mT. Los elementos lineales tienen una sensibilidad del orden de 1 mV/G. En los cuadros 4.8 y 4.9 se presentan las características respectivas de modelos de ambos tipos.

4.4 PROBLEMAS

1. Para medir la posición angular del brazo de una grúa se dispone un transformador diferencial montado en dicho brazo y con una masa de 10 kg unida al vástago. El transformador se sujeta al brazo y se coloca un muelle uniendo el chasis del transformador con la masa, de modo que ésta puede deslizar en sentido longitudinal arrastrando el vástago, tal como se indica en la figura P4.1.

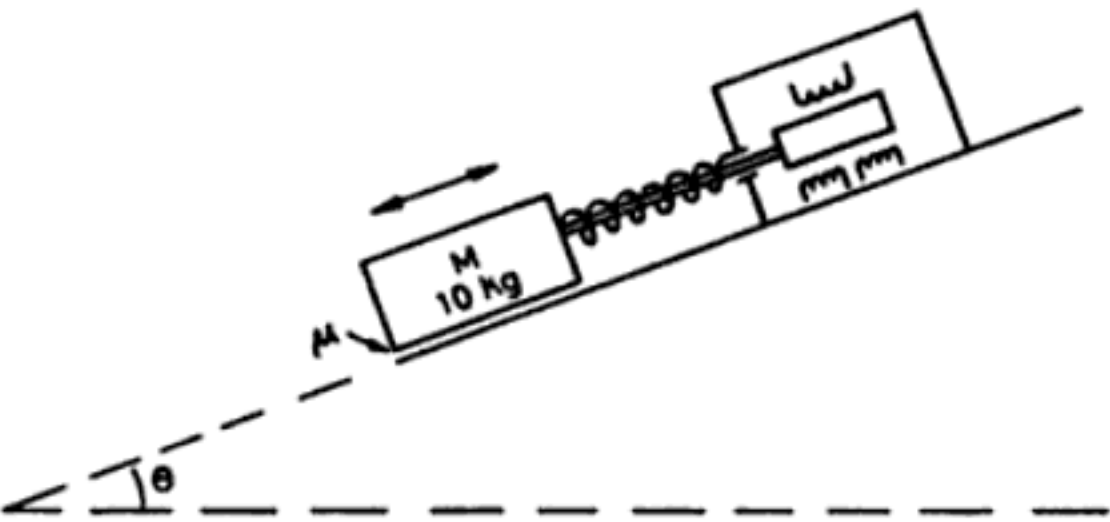


Figura P4.1

- a. Si el coeficiente de rozamiento de la masa M es μ , ¿cuál es la expresión de la tensión de salida del transformador diferencial cuando el primario de éste se alimenta a 5 V (ef), si su sensibilidad es 100 mV/mm/V y la constante elástica del muelle es $K = 200$ N/cm? ¿Qué conclusión se obtiene respecto al valor de μ ?
 - b. Dado que las variaciones de θ son lentas, se desea aprovechar para la alimentación del transformador la frecuencia industrial de 50 Hz. Si el LVDT posee desfase nulo para una alimentación de 2,5 kHz, ¿qué desfase se obtendrá entre las señales de primario y secundario si el LVDT tiene amortiguamiento crítico respecto a la relación tensión del secundario-tensión del primario cuando la resistencia de carga en el secundario es de 100 k Ω ? ¿Cómo puede corregirse este desfase en el propio transformador?
2. Para medir desplazamientos de hasta 20 Hz se desea utilizar el LVDT cuyas características figuran en la tabla que sigue, alimentándolo con una tensión alterna de 400 Hz. Calcular la red de corrección necesaria para que no haya desfase entre la tensión aplicada al primario y la obtenida entre los dos secundarios, conectados en oposición-serie, si esta última se mide con un dispositivo de impedancia de entrada 100 k Ω || 100 pF.

Modelo	Margen mm	Frecuencia excitación Hz	Sensibilidad mV/mm/V	Impedancia entrada/salida		Desfase grados
				Ω	Ω	
S40	2	60 1000	72 274	72 325	1000 4250	+ 75 +6

3. El circuito de la figura P4.2 se emplea para desfasar, mediante un resolver, una tensión de frecuencia estable. Si la tensión de salida se aplica a un dispositivo con alta impedancia de entrada, ¿qué condición deben cumplir R y C para que la amplitud de la salida sea independiente de la posición del rotor? ¿Cuál es, en este caso, la relación entre la fase de la tensión de salida y la de entrada?

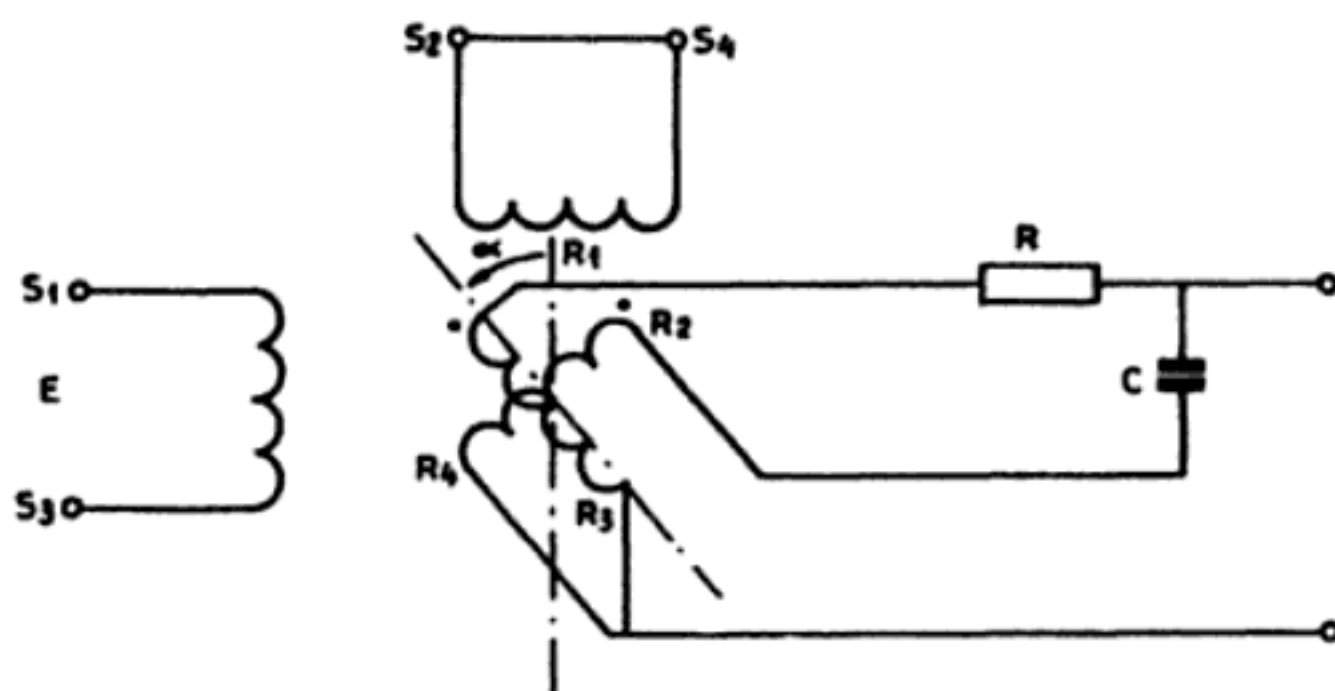


Figura P4.2

4. Un determinado sensor de efecto Hall tiene un coeficiente de temperatura positivo en su resistencia interna (α) de $0,6\% / ^\circ\text{C}$, y un coeficiente de temperatura negativo en su sensibilidad (β) de $-0,08\% / ^\circ\text{C}$ cuando se alimenta a corriente constante. Para reducir los efectos de la temperatura en la tensión de salida del sensor, se utiliza el circuito de la figura P4.3, donde el amplificador operacional se considera ideal. ¿Qué relación deben cumplir las resistencias del circuito para lograr el objetivo propuesto? Diseñar el circuito, teniendo en cuenta que el sensor tiene una resistencia de unos $700\ \Omega$ y necesita una tensión de alimentación de 5 a 10 V.

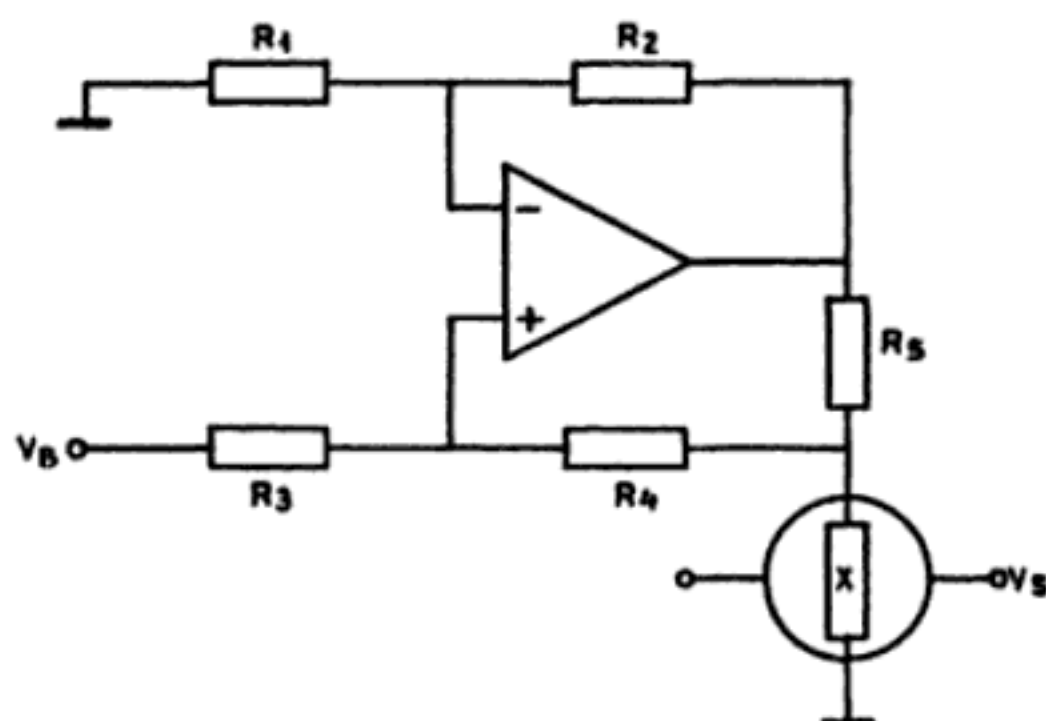


Figura P4.3

5. Demostrar que en un tacómetro de alterna con una disposición como la indicada en la figura 4.38, alimentado con una tensión alterna, la frecuencia de salida es igual a la de alimentación, y la amplitud es proporcional a la velocidad de rotación [ecuación (3.5)]. (Sugerencia: calcular primero la tensión inducida en una espira del rotor por la corriente del devanado de excitación y la tensión inducida en la salida por la corriente que circule por dicha espira; considerar luego que en el rotor hay N espiras equiespaciadas, y sumar sus contribuciones a la salida).

4.5 REFERENCIAS

- [1] W. Chr. Heerens. Application of capacitance techniques in sensor design. *J. Phys. E.: Sci. Instrum.* vol. 19, 1986, págs. 897-906.
- [2] R. V. Jones y J. C. S. Richards. The design and some applications of sensitive capacitance micrometers. *J. Phys. E.: Sci. Instrum.* vol. 6, 1973, págs. 589-600.
- [3] P. H. Mansfield. *Electrical transducers for industrial measurement*. Londres: Butterworths, 1973.
- [4] E. Zabler y F. Heintz. Shading-ring sensors as versatile position and angle sensors in motor vehicles. *Sensors and Actuators*, vol. 3, 1982/83, págs. 315-326.
- [5] E. E. Herceg. *Handbook of measurement and control*. Pennsauken (U.S.A.): Schaevitz Engineering, 1976.
- [6] G. S. Boyes (ed.). *Synchro and resolver conversión*. Surrey (U.K.): Memory Devices Ltd., 1980.
- [7] R. Boll y L. Borek. *Magnetic sensors of new materials*. Documentación Siemens, 1981.
- [8] A. Hernando Grande. Los vidrios metálicos. *Mundo Electrónico*, núm. 172, 1987, págs. 46-52.
- [9] Hall Effect IC Application Guide Concord. (USA): Allegro MicroSystems Inc. (antes Sprague Electric Company).
- [10] K. Suzuki, K. Najafi y K. D. Wise. A 1024-element high-performance silicon tactile imager. *IEEE Trans. Electrón Devices*, vol. 37, 1990, págs. 1852-1860.
- [11] H. Shimizu, H. Matsumoto, M. Asakura y K. Watanabe. A digital hygrometer. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 37, 1988, págs. 300-304.
- [12] D. D. Dentón, C. N. Ho y S.-G. He. A solid-state relative humidity measurement system. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, 1990, págs. 508-511.
- [13] R. D. Peters. Linear rotary differential capacitance transducer. *R. D. Peters. Rev. Sci. Instrum.* 60 (8), agosto 1989, págs. 2789-2793.
- [14] Chen Huai-ning. An investigation of microweighing with an eddy current transducer. *Rev. Sci. Instrum.* vol. 59, núm. 10, octubre 1988, págs. 2297-2299.
- [15] S. C. Saxena y S. B. Lal Saxena. A self-compensated smart LVDT transducer. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, núm. 3, junio 1989, págs. 748-753.
- [16] Y. Kano, S. Hasebe, C. Huang y T. Yamada. New type linear variable differential transformer transducer. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, núm. 2, abril 1988, págs. 407-409.
- [17] T. Savage y C. Adier. Effects of magnetostriction in amorphous ferromagnets. *Materials Science and Engineering*, vol. 99, 1988, págs. 13-19.
- [18] R. S. Popovic. Hall-effect devices. *Sensors and Actuators*, vol. 17, 1989, págs. 39-53.
- [19] H. J. Wintle y S. Kurylowicz. Edge corrections for strip and disc capacitors. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 34, núm. 1, marzo 1985, págs. 41-47.
- [20] D. G. W. Goad y H. J. Wintle. Capacitance corrections for guard gaps. *Meas. Sci. Technol.*, vol. 1, núm. 1, 1990, págs. 965-969.
- [21] G. Rauscher y C. Radloff, Wiegand and pulse-wire sensors. Cap. 8 en: R. Boll y K. J. Overshott (eds.), *Magnetic Sensors*. Weinheim (Alemania): VCH, 1989.

Capítulo 5

Acondicionadores de señal para sensores de reactancia variable

Para obtener una señal útil a partir de la variación de una capacidad o de una inductancia es necesario, cuando menos, disponer de una fuente de tensión alterna para alimentar el componente y de un medio para detectar las variaciones producidas en respuesta a la magnitud detectada. Si por el objetivo de la medida hay que utilizar un convertidor A/D, la señal entregada a la entrada de éste debe ser además continua y con un margen de valores normalizado.

En este capítulo se presentan diversos circuitos para tener una señal útil a partir de los sensores de reactancia variable. Guarda un paralelismo total con el capítulo 3, si bien aquí se resaltan los aspectos propios de trabajar en alterna, y no se repiten los conceptos comunes o similares en las medidas en continua, como, por ejemplo, los relativos a interferencias. Los osciladores variables, aplicables tanto a los sensores reactivos como a los resistivos, se exponen en el capítulo 10.

Para el caso de los transformadores variables aplicados a la medida de ángulos, la conversión a digital se hace mediante convertidores específicos que no son descritos normalmente en los textos que tratan la conversión A/D. Por esta razón se incluyen también en este capítulo.

5.1 PROBLEMAS Y ALTERNATIVAS

Las situaciones más generales en la medida de magnitudes físicas, desde el punto de vista de la utilización final de los resultados, son: presentación analógica inmediata, conversión a digital, conversión a una señal de frecuencia variable, telemedida por tensión, y telemedida por corriente.

Por su parte, los sensores de reactancia variable pueden agruparse en los cuatro tipos siguientes: $C_0 \pm C$ o $L_0 \pm L$, que serían los sensores capacitivos o inducti-

vos simples; $L_0 \pm L$, L_0 , como en el caso de los detectores de proximidad por corrientes de Foucault donde hay dos bobinas pero sólo cambia una; los diferenciales $C_0 + C$, $C_0 - C$, o $L_0 + L$, $L_0 - L$; y los que ofrecen directamente una tensión alterna modulada en amplitud, como son los LVDT, sincros y resolvers.

Cualquiera que sea el caso, el acondicionamiento de estos sensores debe incluir la señal alterna de excitación. Para los sensores capacitivos, las capacidades que se manejan son, en general, inferiores a 100 pF. Esto obliga a trabajar a frecuencias altas para tener impedancias manejables, pero no se suele pasar de 100 MHz ni de menos de 10 kHz. Al ser la impedancia de salida alta, conviene que los cables de conexión estén apantallados. Pero esto equivale a añadir una capacidad en paralelo con el condensador, con la consiguiente pérdida de sensibilidad y deterioro de la linealidad. Si además hay un movimiento relativo entre los conductores del cable y el dieléctrico entre ellos, el error puede ser muy grave. La solución consiste en poner la electrónica cerca, con cables cortos, incluso rígidos, y emplear técnicas de «guarda activa» o bien transformadores de impedancia. En [14] se comparan las ventajas e inconvenientes de los distintos métodos de medida de capacidades pequeñas.

Cuando la cadena de medida está diseñada de forma que hay que convertir todas las magnitudes medidas en tensiones continuas, las opciones de que se dispone para los sensores que trabajan en alterna son: detectar el valor de pico, medir el valor eficaz y obtener el valor medio después de rectificar. Esta última solución es una de las más frecuentes, pero las dos primeras se pueden realizar empleando un solo circuito integrado.

Vistos el punto de partida, el objetivo final y los condicionantes, una de las soluciones más inmediatas es aplicar la ley de Ohm. Según ésta, un cambio de impedancia se puede detectar viendo el cambio de la corriente a través de ella cuando se la alimenta a tensión alterna constante, o a partir de la variación de la caída de tensión en la impedancia cuando se la alimenta a corriente alterna constante. A diferencia de la mayoría de sensores resistivos, aquí el cambio de impedancia no siempre es pequeño, y por lo tanto no se puede descartar de entrada la validez de esta solución.

Si el factor de calidad (Q , definido como el cociente entre la reactancia y la resistencia del circuito equivalente serie, a una frecuencia dada) del sensor no es elevado, estos métodos exigen medir las dos componentes de la señal de salida: la que esté en fase y la que esté en cuadratura con la señal de alimentación, si bien sólo la primera contiene información útil de la variable medida. Como, además, las variaciones de impedancia a veces son pequeñas, y siempre suele haber impedancias parásitas que interfieren con la que se desea medir, estas técnicas hay que utilizarlas con precaución.

En el circuito de la figura 5.1a se excita a corriente constante un sensor de desplazamiento basado en la variación de distancia entre las placas de un condensador plano. Si la capacidad varía de la forma

$$C_x = C_0 \frac{1}{1 + x} \quad (1.1a)$$

entonces, a pesar de la no linealidad de la relación capacidad-distancia, la tensión de salida es lineal con la distancia medida,

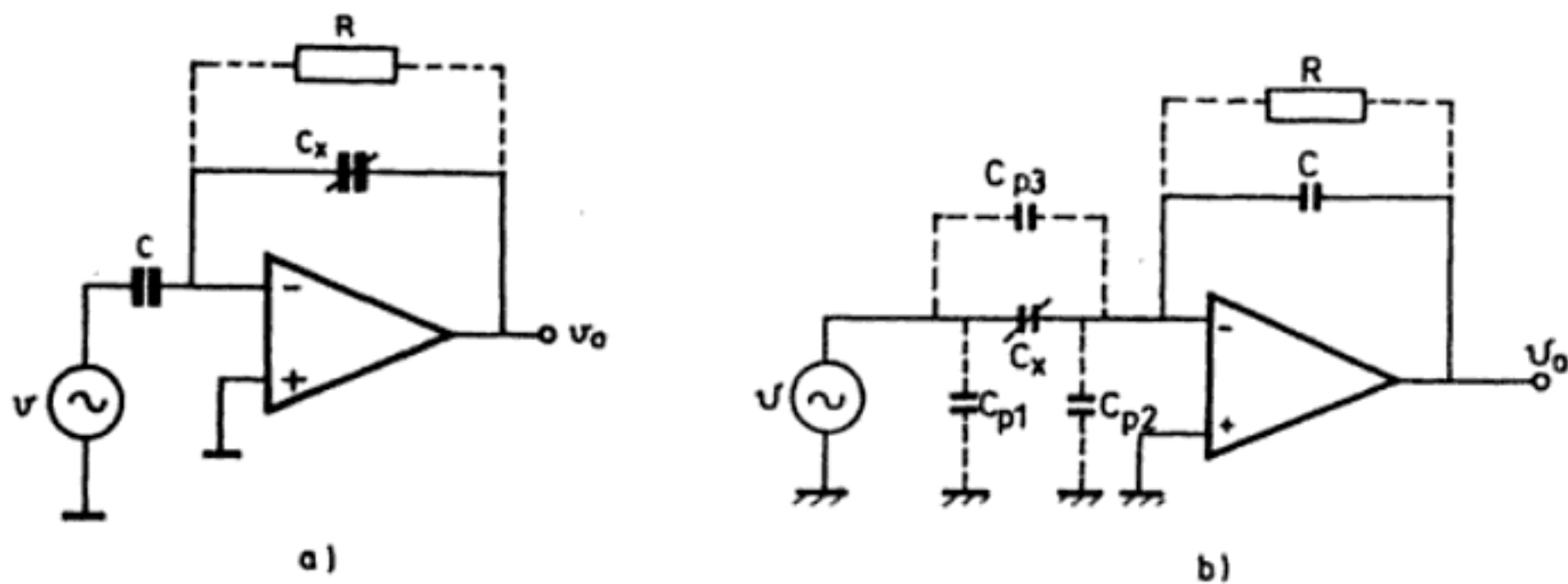


Figura 5.1 Acondicionamiento de sensores capacitivos simples. a) Circuito linealizador (Documentación Wayne-Kerr). b) Circuito inmune a capacidades parásitas. La resistencia conectada a trazos es necesaria para polarizar el amplificador operacional.

$$v_0 = -v \frac{Z_x}{Z} = -v \frac{C}{C_0} (1 + x) \quad (1.1b)$$

En el circuito de la figura 5.1b, denominado amplificador de carga (apartado 7.3), se excita el sensor a tensión constante, y la corriente que resulta se convierte en una tensión mediante el amplificador operacional,

$$v_0 = -v \frac{C_x}{C} \quad (1.2)$$

La capacidad parásita C_{p3} se puede reducir apantallando los cables de conexión del sensor, y por esto se ha considerado que no influye en v_0 . Las capacidades parásitas C_{p1} y C_{p2} , debidas a los cables de conexión del sensor, no influyen en la medida, aunque C_{p2} muy alta puede hacer que el circuito oscile. Un inconveniente es que la salida es inversamente proporcional a la distancia entre placas de C_x , pero con este método se han medido capacidades de sólo 0,03 pF [15].

Para otros sensores de reactancia variable, un divisor de tensión es una alternativa a la ley de Ohm. Pero, cuando se aplica a un sensor lineal que varíe de la forma $Z_0 (1 + x)$, figura 5.2a, la tensión de salida es no lineal. Si $Z = Z_0$

$$\frac{v_s}{v} = \frac{Z_0 (1 + x)}{Z + Z_0 (1 + x)} = \frac{1 + x}{2 + x} \quad (1.3)$$

Esto hace que esta alternativa sea poco atractiva, máxime si se tiene en cuenta que las posibles impedancias parásitas en paralelo con el sensor producirán un error grave en la salida. Pero si el sensor es de tipo diferencial, figura 5.2b, resulta

$$\frac{v_s}{v} = \frac{1 + x}{2} \quad (1.4)$$

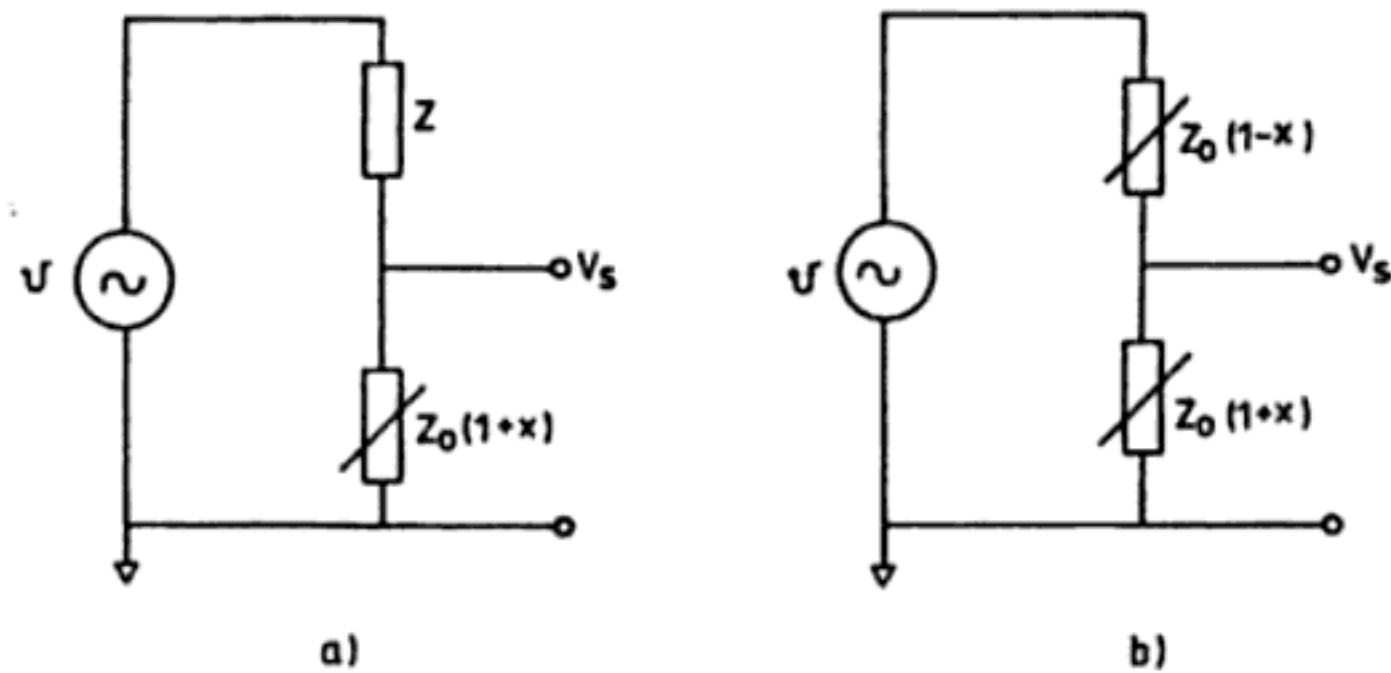


Figura 5.2 Divisor de tensión para un sensor de reactancia variable simple (a) y para uno diferencial (b).

Ahora la salida es lineal con x , aunque hay un término fijo que puede tener una importancia relativa grande. Las interferencias comunes a ambos sensores, que produzcan errores multiplicativos, se cancelan entre sí.

5.2 PUENTES Y AMPLIFICADORES DE ALTERNA

5.2.1 Sensibilidad y linealidad

Para eliminar la tensión fija que aparece a la salida de un divisor de tensión, incluso cuando éste se basa en un sensor diferencial, la solución clásica es emplear una configuración de medida en puente, que, por incorporar impedancias, tiene que alimentarse con tensión o corriente alternas. Si en dicho puente sólo uno de los brazos tiene una variación lineal con la magnitud a medir, $Z_1 = Z_0(1+x)$, figura 5.3a, y $Z_0 = Z_2 = Z_3 = Z_4$, la salida es

$$v_s = -v \frac{x}{2(2+x)} \quad (2.1)$$

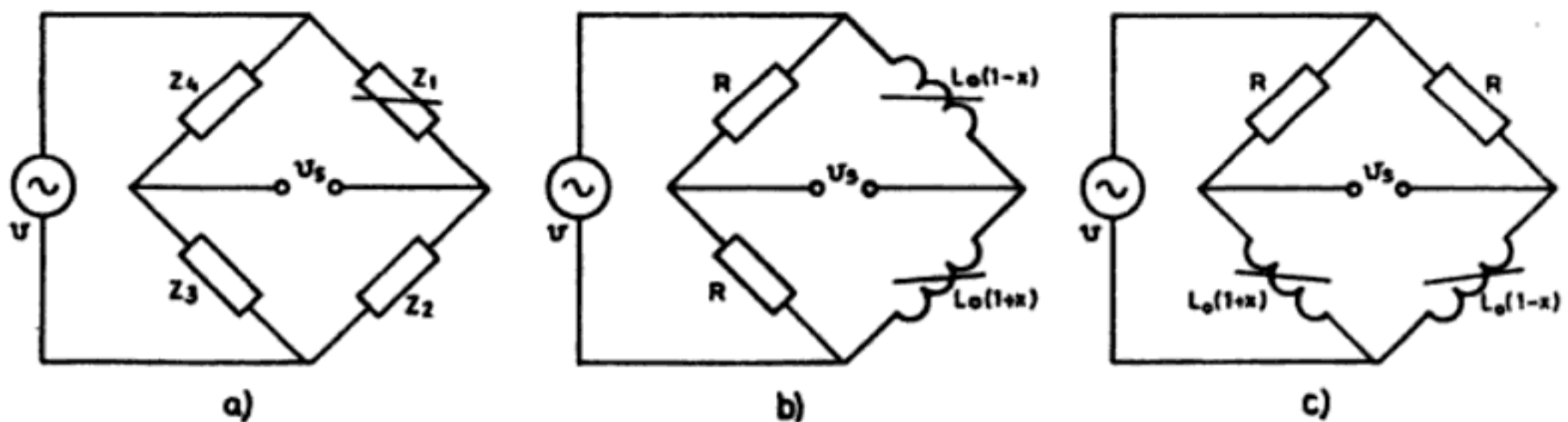


Figura 5.3 a) Puente de alterna general. b) Puente de alterna con brazos resistivos lineal. c) Puente de alterna con brazos resistivos no lineal.

Es decir, varía de forma no lineal con x . Pero si se trata de un sensor diferencial y se disponen sus dos impedancias en brazos adyacentes, $Z_2 = Z_0 (1 - x)$ en la figura 5.3a, entonces la salida es

$$v_s = -v \frac{x}{2} \quad (2.2)$$

y, por lo tanto, hay proporcionalidad entre v_s y x . Además, según se vio en el apartado 3.4.4, todos los cambios que sean simultáneos en ambos sensores (como los debidos a interferencias por cambios de temperatura) se cancelan. Por esta razón, los puentes de alterna son el método de medida habitual para sensores diferenciales.

La elección de los dos brazos del puente que no ocupa el sensor se hace en función de la naturaleza de éste. Si es un sensor inductivo diferencial se pueden emplear brazos resistivos. Si las bobinas tienen pocas pérdidas, los cambios de su resistencia se pueden despreciar, y con el esquema de la figura 5.3b se obtiene una salida lineal. Si x es pequeña, con el esquema de la figura 5.3c se logra una sensibilidad doble, pero la linealidad es inferior.

Para sensores capacitivos diferenciales, o simples si la no linealidad es aceptable, dado que su capacidad es muy pequeña, si se emplea un puente con brazos resistivos los errores debidos a las impedancias parásitas a tierra son muy importantes. Los efectos de éstas se reducen mucho empleando un puente con dos brazos inductivos acoplados según una relación exacta y con una toma media a masa, formando un puente de Blumlein o con transformador [1].

Consisten en un transformador (figura 5.4a) o en un autotransformador (figura 5.4b), con una toma central que les dota de tres terminales para poder constituir los dos brazos fijos del puente. Si el oscilador se conecta entre los terminales exteriores de los devanados (dispositivo 1) se tiene un transformador de tensión, y el detector (dispositivo 2) se sitúa entre las tomas centrales del sensor y del transformador. Si, por contra, esta última posición (dispositivo 2) la ocupa el oscilador de entrada y el detector es el dispositivo 1, se tiene un comparador de corriente (aunque se suele denominar transformador de corriente). Su análisis se puede encontrar en [2].

Con sensores capacitivos la toma central del transformador se conecta normalmente a tierra. De esta forma se logra que las capacidades parásitas a tierra, C_p , no influyan en el desequilibrio del puente. Ello es debido a que, en el caso de un transformador de tensión, son N_3 y N_4 quienes determinan la relación de tensiones en Z_1 y Z_2 , pues el generador tiene baja impedancia de salida. Si es un transformador de corriente, como en el equilibrio del puente la densidad de flujo en el núcleo es nula, no hay tensión en bornes de los condensadores C_p , por lo que no tienen efecto alguno. Esto permite detectar pequeños cambios de capacidad en presencia de capacidades parásitas grandes. Mediante esta técnica, se han detectado cambios de 0,1 fF en condensadores de 50 pF, con capacidades parásitas de 1 nF [3]. En la figura 5.4c se muestra cómo se conectan los blindajes de los cables de conexión a un sensor capacitivo que tiene una doble guarda.

$$v_0 = v_s = V \frac{x}{2} \quad (2.4)$$

Si, en cambio, se trata de un sensor capacitivo diferencial basado en la variación del área de las placas, $Z_1 = Z_0 / (1 - x)$, $Z_2 = Z_0 / (1 + x)$, entonces es mejor emplear un detector con baja impedancia de entrada porque así se tiene

$$I_0 = - \frac{v x}{Z_0} \quad (2.5)$$

Con un transformador de corriente las expresiones son mucho más complejas y ponen de manifiesto la posibilidad de que con sensores capacitivos aparezcan resonancias [2]. Esto los hace menos adecuados y sólo se aplican en algún caso de sensores inductivos diferenciales que tengan una impedancia tan grande que requiera la consideración de las impedancias parásitas y la consiguiente eliminación de sus efectos mediante un puente con transformador.

Los puentes de alterna se emplean también para sensores resistivos, por ejemplo cuando se desean evitar las derivas y ruido de baja frecuencia inherentes a los amplificadores de continua (apartado 7.1.1), y las fuerzas termoelectromotrices en las uniones de metales distintos (apartado 6.1). Los sensores resistivos electrolíticos (higrómetros resistivos, potenciómetros líquidos, inclinómetros electrolíticos) hay que alimentarlos en alterna para evitar la electrólisis en el sensor. En los sensores montados sobre una pieza móvil, por ejemplo galgas extensométricas para medida de par de fuerzas en un eje en rotación, si se excita el puente y se detecta mediante transformadores (figura 5.5) se evitan los contactos y escobillas, que son fuente de interferencias y poco fiables.

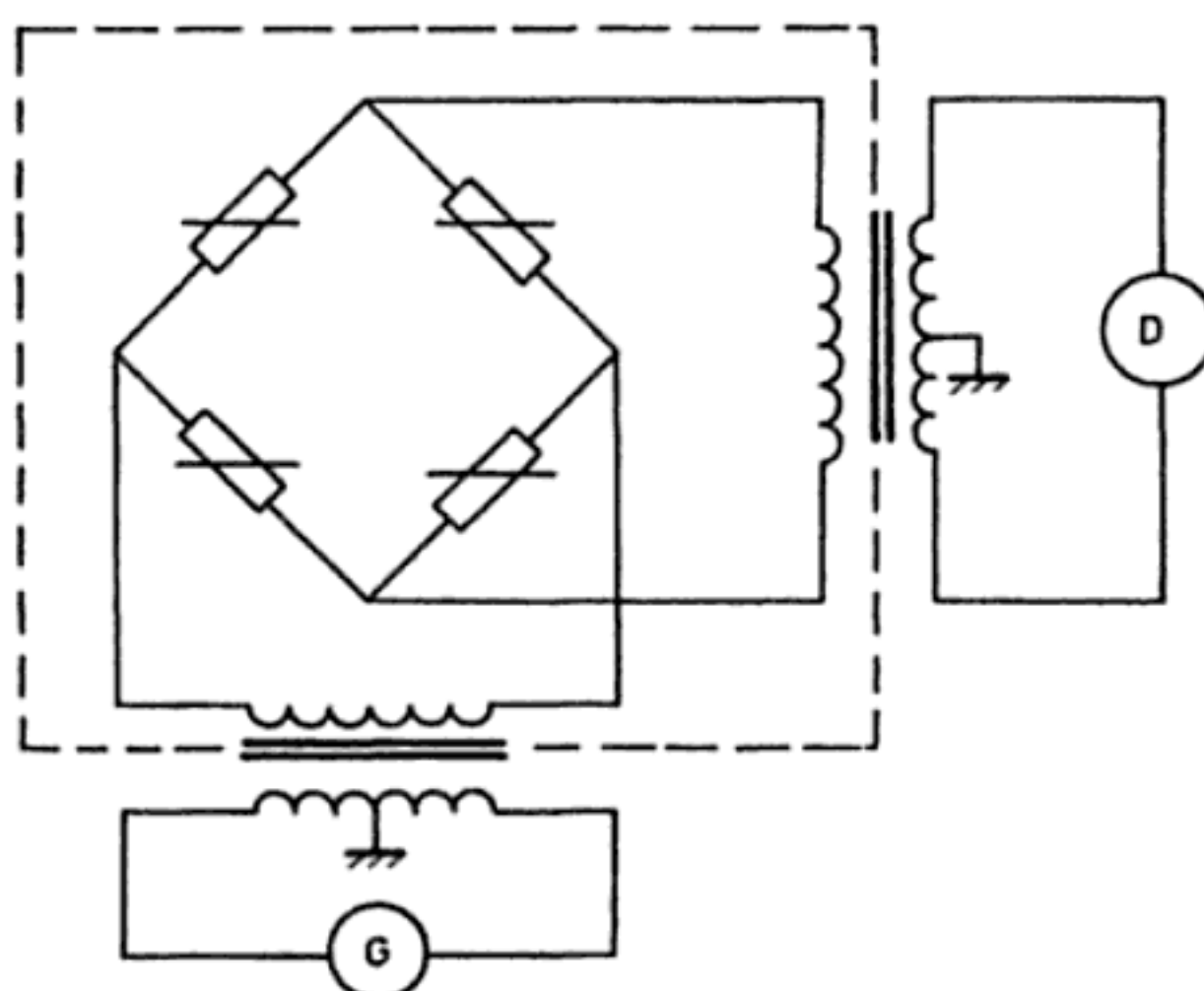


Figura 5.5 Puente de sensores resistivos con alimentación (G) y detección (D) acopladas mediante transformadores concéntricos a un puente de galgas montadas sobre un eje en rotación (cuadro a trazos).

tro variable x es el dieléctrico o el área, entonces la tensión v_s varía linealmente con x . Si el parámetro variable es la separación entre placas, el sensor (no diferencial) se puede poner en el lugar de Z_2 o de Z_4 . Las resistencias de polarización, o las que se deban añadir en paralelo con los sensores para garantizar la estabilidad de los amplificadores, no influyen en la salida si están apareadas.

Tanto con este circuito como en el anterior, los amplificadores operacionales deben tener una ganancia suficientemente grande a la frecuencia de trabajo para considerar válidos los análisis que han llevado a las ecuaciones (2.6) y (2.7).

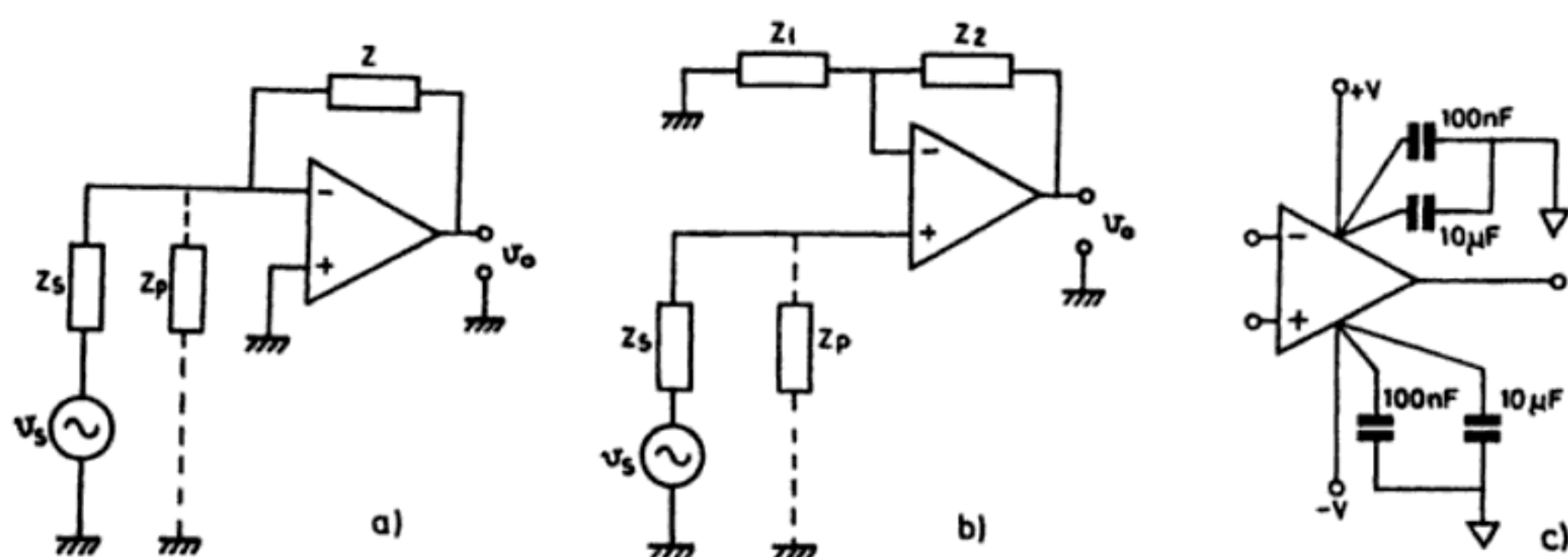


Figura 5.7 Amplificadores para un puente de alterna con un terminal de salida a masa. *a)* Inversor. *b)* No inversor. *c)* Desacoplamiento de las tensiones de alimentación.

5.2.3 Amplificadores de alterna. Desacoplamiento

Los amplificadores operacionales de bajo coste disponibles actualmente permiten, por sus prestaciones, amplificar cómodamente señales de hasta 10 MHz con ganancias de hasta 10, en una sola etapa. Estas características son más que suficientes para la mayoría de puentes de alterna.

Dado que el terminal central del brazo de relación de los puentes de alterna suele estar puesto a masa (figura 5.4), uno de los terminales de la señal de salida queda puesto a masa, por lo que no se requiere un amplificador diferencial, como sucede con los puentes de continua. Si en el circuito de la figura 5.4d se emplea como detector un amplificador en configuración inversora (figura 5.7a), la salida es independiente de las impedancias parásitas que quedan en paralelo con los terminales de salida del puente Z_p . En cambio, la tensión amplificada depende de v_s y Z_s pues la salida es

$$v_0 = -v_s \frac{Z}{Z_s} \quad (2.8)$$

y ello puede dar como resultado una dependencia no lineal respecto a la variable a medir, aun cuando v_s sea lineal.

La configuración no inversora (figura 5.7b), presenta las características contrarias, es decir, las impedancias parásitas influyen en la señal amplificada,

$$v_0 = v_s \frac{Z_p}{Z_s + Z_p} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \quad (2.9)$$

Ahora bien, si dichas impedancias parásitas son altas, v_0 no depende de Z_s y, por lo tanto, si v_s es lineal con x también lo será v_0 . En cualquier caso, las impedancias pueden elegirse de modo que el ancho de banda de trabajo sea limitado, conforme a las características de la señal a amplificar, evitando así ruido innecesario en las etapas siguientes. En el amplificador no inversor, para amplificar la tensión alterna pero no la continua, Z_1 suele consistir en una resistencia en serie con un condensador de valor elevado.

Trabajar en alterna obliga a mencionar algunos parámetros que limitan seriamente las prestaciones de los amplificadores operacionales. En primer lugar, la impedancia de entrada se aleja mucho de los valores obtenidos en continua. Se debe ello a la presencia de capacidades en la entrada que exceden de 3 pF para el componente solo. A 1 MHz esto supone unos 50 kΩ. La presencia de zócalos y cables de conexión reduce este valor.

Otras limitaciones son debidas a las capacidades parásitas en los componentes pasivos, en particular en los resistores. Así, si en la figura 5.7a, Z_s es resistiva y $Z = 1 \text{ M}\Omega \parallel 1 \text{ pF}$, el ancho de banda (a - 3 dB) queda limitado a 160 kHz, independientemente de que el amplificador operacional lo tenga mayor. No se deben emplear, pues, resistencias de valor elevado y hay que reducir las capacidades parásitas, por ejemplo poniendo resistencias en serie para constituir un valor alto.

Esta limitación de ancho de banda impuesta por la capacidad C puede ser más restrictiva que la determinada por la velocidad de respuesta a señales grandes, propia del amplificador operacional (SR: slew rate). Para no tener distorsión, la frecuencia de una señal que tenga una amplitud de pico V_p puede ser, como máximo,

$$f_M = \frac{SR}{2\pi V_p} \quad (2.10a)$$

Pero, según el circuito de la figura 5.7a, si $Z_s = R_1$ y $Z = R_2 \parallel (1/j\omega C)$, la máxima velocidad de cambio de la salida (suponiendo ideal el amplificador) es

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{v_s}{R_1 C} \quad (2.10b)$$

donde v_s/R_1 vendrá limitada también por la corriente que pueda dar la fuente de señal.

Si $v_s = V_p \sin \omega t$, como $v_0 = v_s R_2 / R_1$, se llega a

$$f_M = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (2.10c)$$

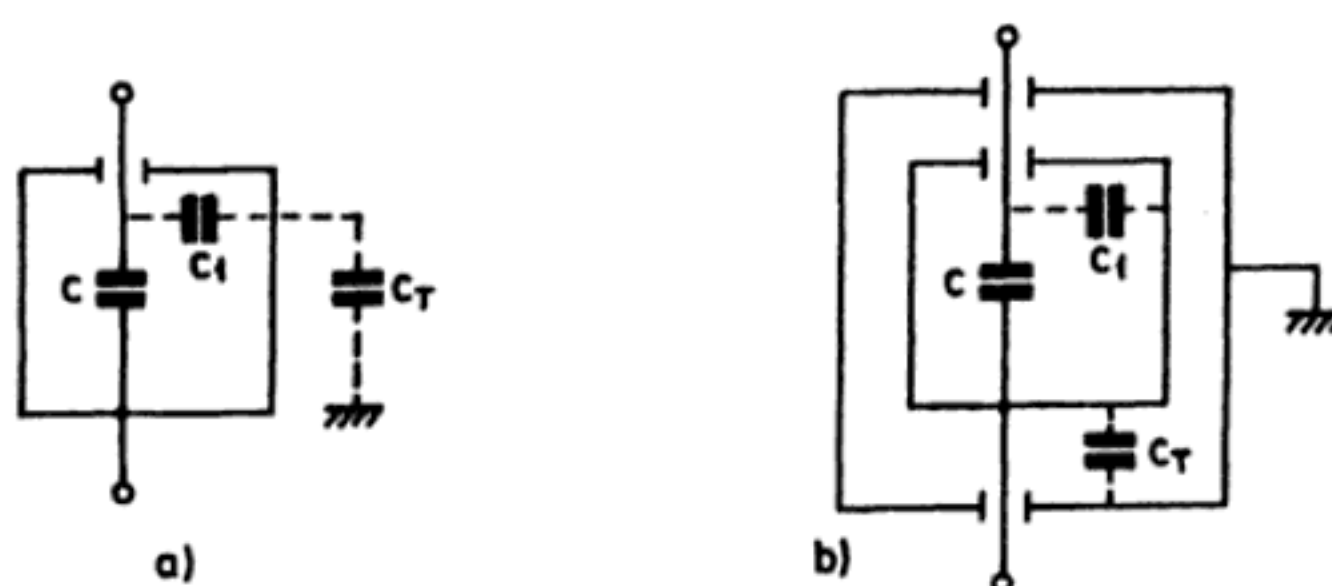


Figura 5.9 Blindajes simple (a) y doble (b) para un sensor capacitivo.

siendo una fuente de error. Este tipo de blindaje será ideal, por tanto, para aquellos casos en los que se pueda conectar directamente a tierra un terminal de C . Cuando esto no es posible, lo mejor es un blindaje doble, como en la figura 5.9b.

Con el apantallamiento se logra, pues, que la capacidad parásita permanezca constante, pero no su reducción. Antes al contrario, el blindaje aumenta la capacidad parásita, máxime si se prolonga, como es usual, a lo largo del cable de conexión al amplificador (cable coaxial). Este aumento supone, cuando menos, una pérdida de sensibilidad. Para lograr una reducción de la capacidad parásita hay que conectar el blindaje no a tierra, sino a un potencial próximo al de los conductores del interior. Esta técnica se denomina de «guardas activas» y requiere el empleo de circuitos previos o incluidos en el amplificador de alterna.

Su modo de funcionamiento queda ilustrado examinando el caso de un cable coaxial (figura 5.10). Si la malla del cable coaxial se conecta a tierra (figura 5.10a),

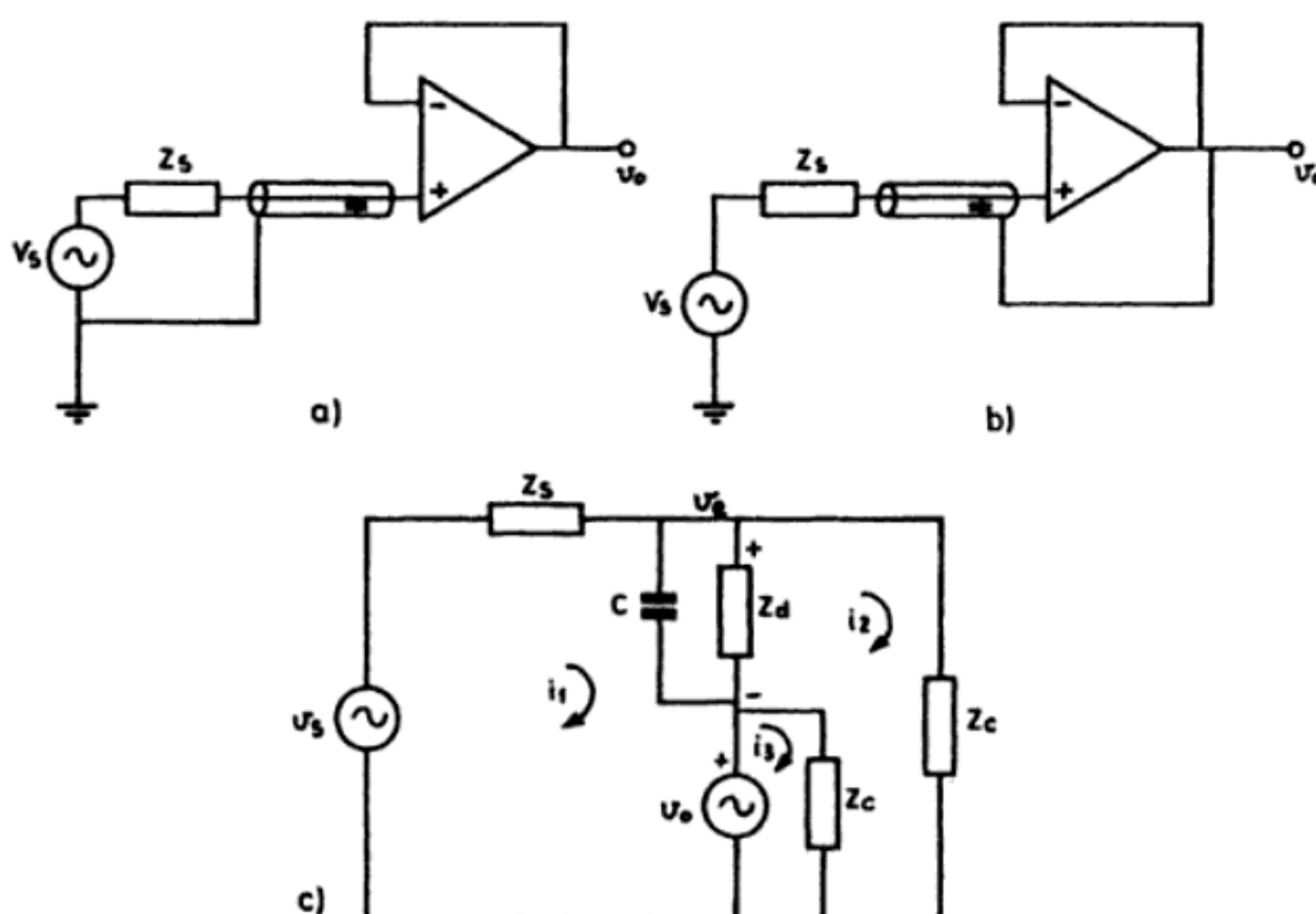


Figura 5.10 a) Guarda o blindaje electrostático convencional. b) Guarda activa. c) Circuito equivalente para analizar la guarda activa.

la capacidad del cable queda en paralelo con el sensor y con la impedancia de entrada del amplificador. Si, en cambio, la malla se conecta a una tensión próxima a la del conductor interno (figura 5.10b), se tiene una guarda activa («driven guard» en inglés). El circuito puede estudiarse con el modelo de la figura 5.10c. Las ecuaciones correspondientes son

$$V_0 = A (V_e - V_0) = A (I_2 Z_c - V_0) \quad (2.13)$$

$$V_s = I_1 (Z + Z_s) - I_2 Z + V_0 \quad (2.14)$$

$$0 = -I_1 Z + I_2 (Z + 2Z_c) - I_3 Z_c \quad (2.15)$$

$$V_0 = (I_3 - I_2) Z_c \quad (2.16)$$

donde $Z = Z_d \parallel (1/Cs)$. De estas ecuaciones se deduce que la impedancia de entrada es

$$\frac{V_s}{I_1} = (A + 1) Z \parallel Z_c \quad (2.17)$$

Es decir, la impedancia del condensador (y la impedancia diferencial de entrada, como sucede normalmente) queda multiplicada por $A + 1$. Por lo tanto, la capacidad efectiva del cable queda reducida en un factor prácticamente igual a la ganancia en lazo abierto del amplificador, que decrece desde valores superiores a 10^6 en continua hasta un valor de entre 1 y 10 a la frecuencia de 1 MHz. Cuanto mayor sea A a las frecuencias de interés, tanto mayor será la reducción de la capacidad parásita.

5.2.5 Convertidores de señal alterna-continua

En aquellas aplicaciones donde no es necesario conocer la fase de la señal alterna ofrecida por el sensor, para obtener una tensión continua a partir de una tensión alterna (senoidal) caben tres posibilidades básicas: medir el valor eficaz, el valor de pico o el valor absoluto (valor medio después de rectificar).

El valor eficaz de una señal v_s se define como el valor de la tensión continua que disipa la misma energía que la señal considerada. Matemáticamente es

$$v_{sef} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T v_s^2(t) dt \right]^{1/2}$$

El cociente entre el valor de pico y el valor eficaz se denomina factor de cresta (FC) de la señal. Para obtener el valor eficaz hay dos métodos generales, uno basado en el concepto físico (disipación de calor) y el otro basado en la definición matemática.

garítmicos. En ambos casos el ancho de banda es menor que con los otros métodos. Hay varios convertidores rms-dc integrados: AD636, AD736, BB4341.

Los detectores de valor de pico se basan en un comparador y un elemento con memoria (un condensador): el comparador detecta si el valor actual es mayor que el valor almacenado previamente, y lo actualiza en su caso. Cuanto mayor sea la ganancia del comparador, más rápida será la carga del condensador. La figura 5.11d muestra una posible realización. La resistencia R permite la descarga lenta de C , y de esta forma se pueden seguir las fluctuaciones del valor de pico. El AO de salida debe tener una corriente de entrada pequeña y bajas derivas. Su inclusión en el lazo de realimentación reduce la contribución de sus errores de cero a la salida. Un detector de pico integrado es el 4085 (Burr-Brown).

Los medidores del valor absoluto de una señal alterna se basan en rectificar dicha señal mediante diodos que conducen o bloquean la corriente según sea la polaridad de la señal. Para reducir la tensión umbral de los diodos, se insertan en el lazo de realimentación de un AO. El circuito de la figura 5.11e es una de las múltiples realizaciones posibles [18].

5.3 AMPLIFICADORES DE PORTADORA Y DETECCIÓN COHERENTE

5.3.1 Fundamento y estructura del amplificador de portadora

Todos los sensores cuya salida sea una señal alterna modulada en amplitud y que incluyan el cero dentro de su margen de valores (por lo tanto, con un cambio de signo de la magnitud medida) requieren un amplificador de portadora. Sucede así para los transformadores diferenciales (LVDT), y todos aquellos sensores montados en un divisor de tensión o un puente de alterna. Los divisores de tensión o puentes resistivos también se pueden alimentar en alterna.

Se denomina amplificador de portadora (en inglés, «carrier amplifier») al circuito que realiza las funciones de amplificación de alterna, demodulación (o detección) y filtro de paso bajo, incluyendo el oscilador (figura 5.12). Si bien existe

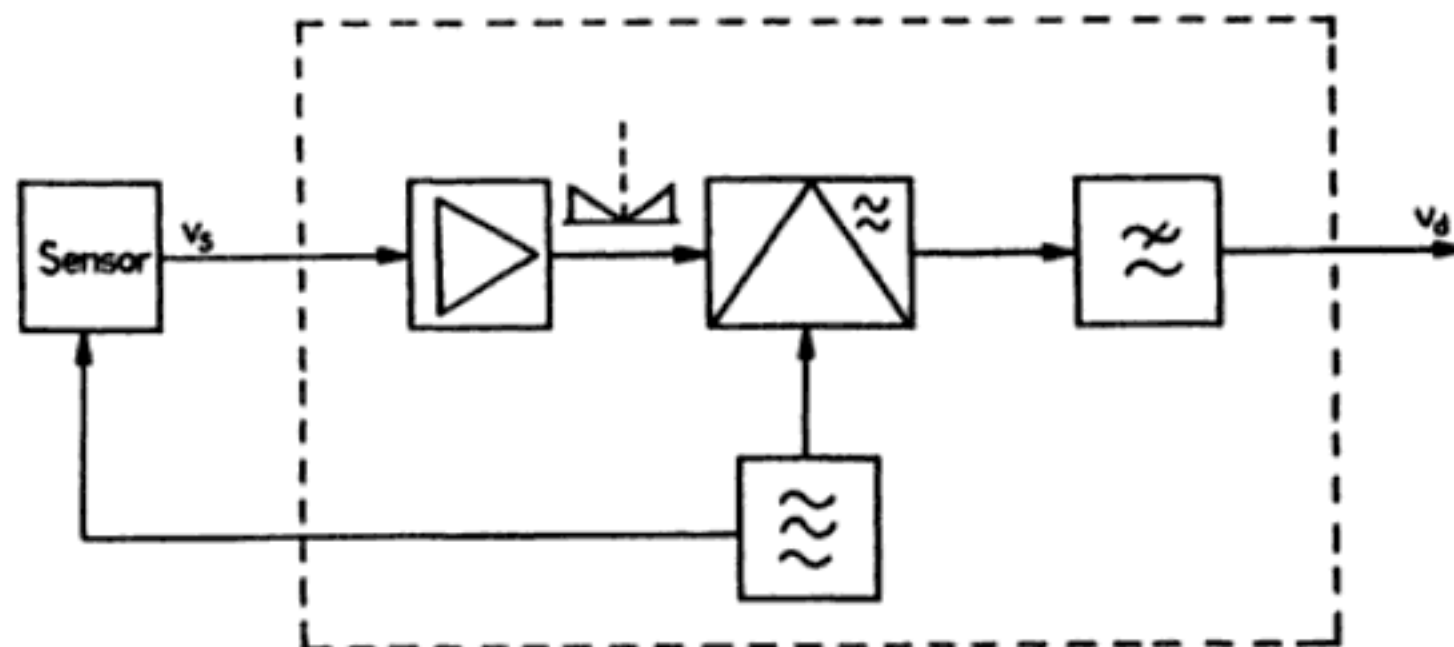


Figura 5.12 Estructura de un amplificador de portadora.

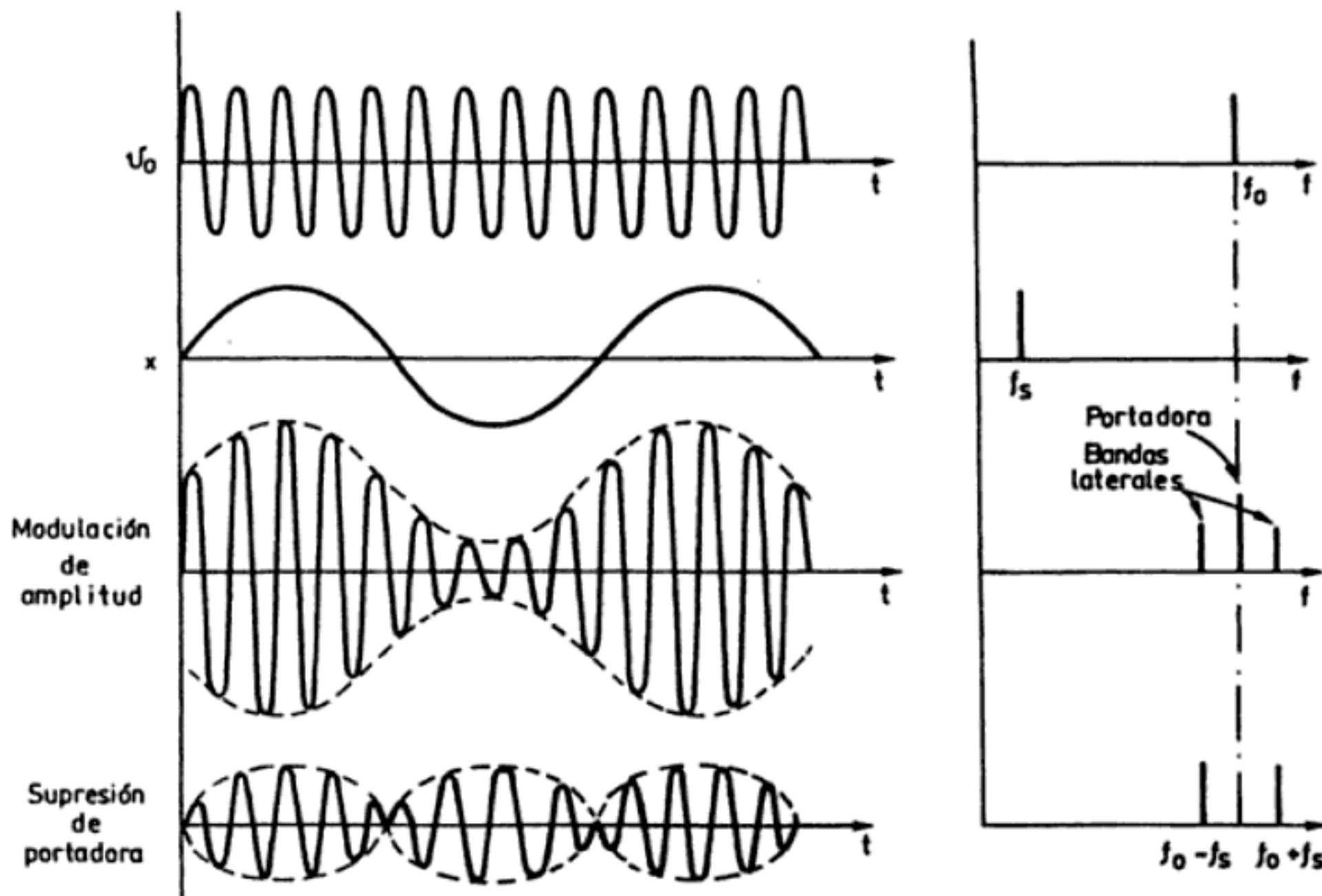


Figura 5.13 Modulación de amplitud con y sin supresión de portadora: formas de onda y espectros correspondientes al caso de una moduladora y una portadora que sean senoides puras.

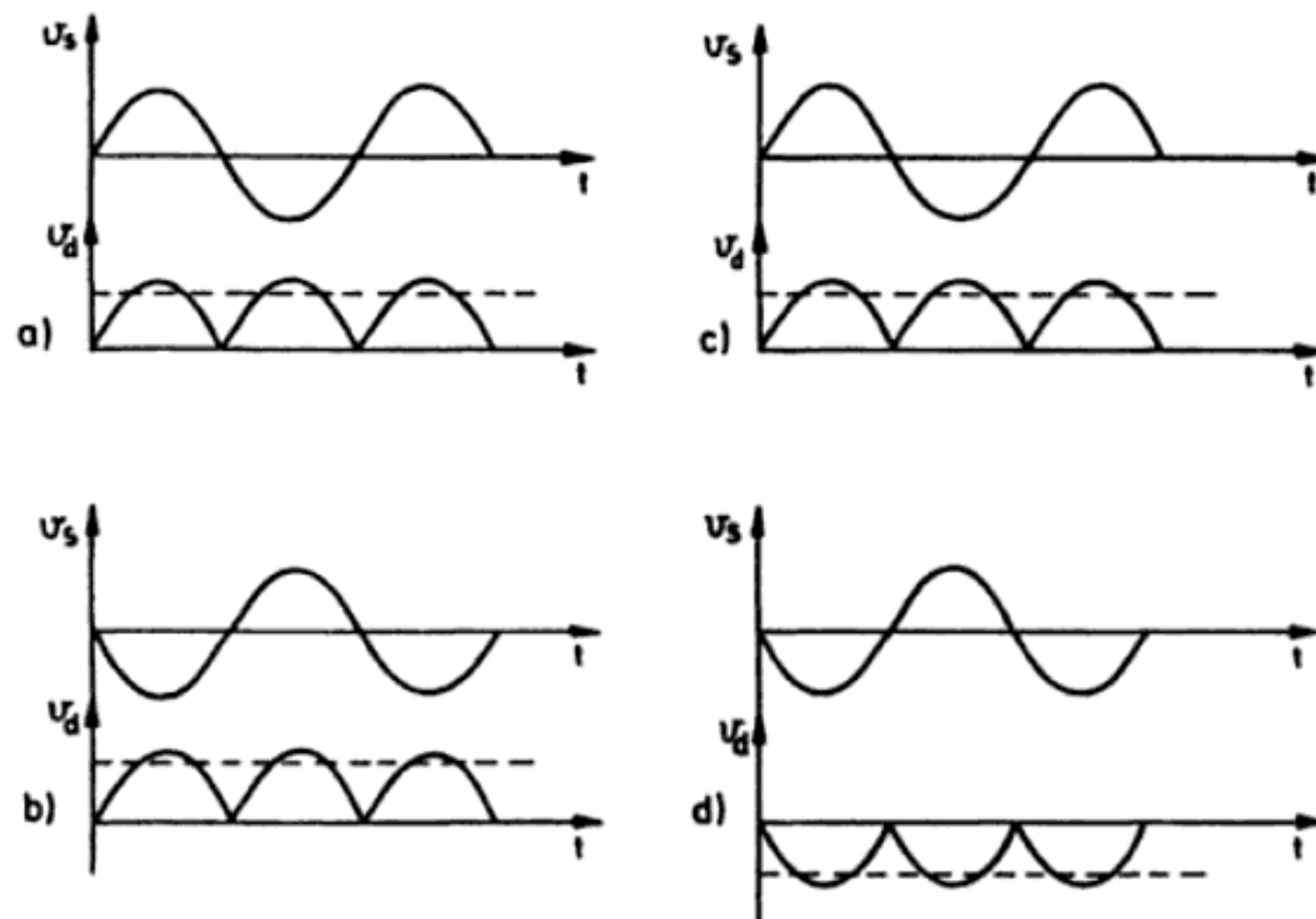


Figura 5.14 Problema de la fase en la demodulación de amplitud. En los casos *a* y *b* se demodula la señal v_s mediante simple rectificación y filtrado de paso bajo, perdiéndose la información sobre el signo. En los casos *c* y *d* se recupera dicha información mediante la denominada demodulación coherente. La línea a trazos es el nivel de continua obtenido, que es la señal de salida.

$$|H(\omega)| = \frac{1}{[1 + (\omega / \omega_c)^2]^{1/2}} \quad (3.4a)$$

Entonces, cuando $\omega_i = \omega_o + \omega_c$ o $\omega_i = \omega_o - \omega_c$ la señal de salida está atenuada 3 dB respecto al caso $\omega_i = \omega_o$. Es decir, el ancho de banda equivalente del demodulador coherente es $2\omega_c$ centrado en ω_o . El SMRR será

$$\text{SMRR} = 20 \log \frac{v_d|_{\omega_o}}{v_d|_{\omega_i}} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega_o - \omega_i}{\omega_c} \right)^2 \right] \approx 20 \log \frac{|f_o - f_i|}{f_c} \quad (3.4b)$$

donde la última aproximación es válida cuando $f_o - f_i \gg f_c$, como puede ser el caso de las interferencias de 50 Hz. Si el amplificador de alterna previo al demodulador amplifica la señal pero no la interferencia, su ganancia aumenta directamente el SMRR.

El filtro de paso bajo y el oscilador necesarios en un amplificador de portadora admiten diversas soluciones en su realización. Los filtros pueden ser activos, habida cuenta que en el sistema ya hay otros elementos que requieren una alimentación estabilizada. Aunque hay diversos modelos comercializados en forma de circuitos integrados, su precio y disponibilidad, junto con la facilidad de realización si se acude a manuales ad hoc [6], aconsejan normalmente la adopción de soluciones a la medida de cada caso.

Para los osciladores puede afirmarse prácticamente lo mismo. Si la estabilidad de amplitud necesaria es alta, se requiere una estructura del tipo puente de Wien, si se desea una salida senoidal [7]. En caso contrario hay múltiples opciones, aun-

Cuadro 5.1 Especificaciones resumidas de dos osciladores de precisión integrados.

Parámetro	Modelo	
	Burr-Brown 4423	Thaler SWR 200C
Margen de frecuencias (Hz)	0,002-20.000	400-10.000
Estabilidad de la frecuencia con la temperatura ($\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)	± 50	± 15
Estabilidad de la frecuencia con la alimentación ($\times 10^{-6}/\text{V}$)	—	± 10
Amplitud de salida (V_{ef})	7	7,071
Distorsión de amplitud (%)	0,2 – 0,5	0,2 – 1,4
Estabilidad de la amplitud con la temperatura ($\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)	± 500	± 10
Estabilidad de la amplitud con la alimentación (V/V)	0,4	—

que para señales cuadradas hay que tener en cuenta el límite por velocidad de respuesta («slew-rate») que posee el amplificador de alterna. En el cuadro 5.1 se resumen las especificaciones de dos osciladores de precisión integrados. Otros modelos son el AD2S99 (Analog Devices) y el SWR300 (Thaler).

5.3.2 Detectores de fase

El elemento fundamental en un amplificador de portadora es el demodulador, que, por ser sensible a la fase, se denomina demodulador de fase o detector de fase.

La ecuación (3.2b) indica que una demodulación de fase (o síncrona) se puede realizar multiplicando la señal modulada por una de referencia síncrona con la portadora, y luego filtrando paso bajo. Este método de demodulación se denomina detección homodina. En el margen de frecuencias de interés en sensores, este producto se puede realizar con un multiplicador de cuatro cuadrantes (AD734, AD534, AD633, MPY600, RC4200, HA2556, XR2208, MLT04, etc.), pero es, en general, una solución cara.

Una solución más simple consiste en emplear detectores de fase conmutados, en los que se toma como referencia no una señal senoidal sino una cuadrada en fase con la portadora, es decir

$$v_r(t) = V \operatorname{sgn} [\cos \omega_0 t] \quad (3.5)$$

definiéndose la función «signo» como

$$\operatorname{sgn} [x] \begin{cases} = 1 & \text{si } x > 0 \\ = -1 & \text{si } x < 0 \end{cases}$$

Desarrollando (3.5) en series de Fourier se obtiene

$$v_r(t) = \frac{4V}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos (2n+1) \omega_0 t \quad (3.6)$$

y multiplicándola por la señal modulada v_s , (3.1b), resulta

$$v_s(t) v_r(t) = \frac{V_0 A V}{2\pi} \left\{ \cos (\omega_s t + \phi) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{4n^2 - 1} \cos [(2n \omega_0 \pm \omega_s) t \pm \phi] \right\} \quad (3.7)$$

Si esta señal resultante se filtra paso bajo, se eliminarán los términos de frecuencia $2\omega_0$ y superiores, de modo que la señal detectada es

$$v_d = \frac{V_0 A V}{2\pi} \cos (\omega_s t + \phi) = \frac{V_0 V}{2\pi} x \quad (3.8)$$

Se observa, pues, que se conserva la fase de x , como en (3.2b). Pero, además, se tienen ahora dos ventajas claras: en primer lugar, aunque la salida depende de la amplitud de la señal de referencia, V , ahora ésta es cuadrada y, por tanto, es más fácil que sea constante que no en el caso de una senoide; en segundo lugar, el producto se puede hacer con un simple interruptor de polaridad (ganancia $+1$ o -1) que es mucho más barato que un multiplicador analógico. Un inconveniente de los detectores conmutados es que si la señal a demodular tiene armónicos impares, éstos contribuyen también a la salida. Pero hay que tener en cuenta que el amplificador de alterna previo al demodulador habrá rechazado en parte dichos armónicos.

Uno de los primeros esquemas empleados para efectuar una demodulación síncrona fue el basado en dos diodos apareados (figura 5.16). Para analizarlo, considérese el diagrama fasorial de la figura 5.16b, donde la tensión de referencia es también la referencia de fases. Las tensiones respectivas aplicadas a los diodos $D1$ y $D2$ son

$$\overline{OS} = \overline{OM} + \overline{MS} \quad (3.9a)$$

$$\overline{OS'} = \overline{OM} + \overline{MS'} \quad (3.9b)$$

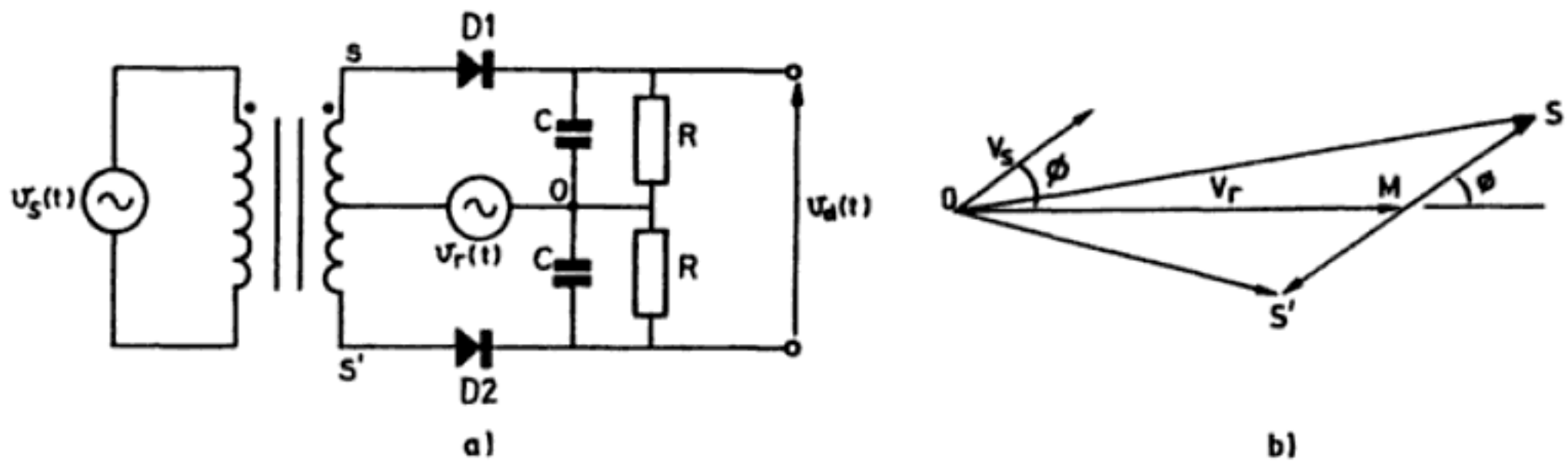


Figura 5.16 Demodulador de fase basado en dos diodos apareados. a) Esquema. b) Diagrama de fasores para analizarlo.

Cada diodo junto con R rectifica la tensión respectiva, obteniendo así su módulo, y el condensador elimina el rizado debido a la portadora. La tensión de salida es la diferencia entre las tensiones rectificadas y filtradas. Cuando $\phi = 90^\circ$, la salida es nula. Cuando $\phi = 0^\circ$ y cuando $\phi = 180^\circ$, la salida tiene polaridad opuesta. Pero, en general, la salida será una función compleja de ϕ . Por esta razón, y por la necesidad de aparear dos diodos, este detector ha sido sustituido en gran parte por el demodulador de anillo de diodos (double balanced mixer), figura 5.17. Para los diodos se supone válida la ecuación

$$i = I_s \exp \{qV / kT - 1\} \quad (3.10)$$

donde: I_s es la corriente de saturación inversa (V negativa), V es la tensión ánodo-

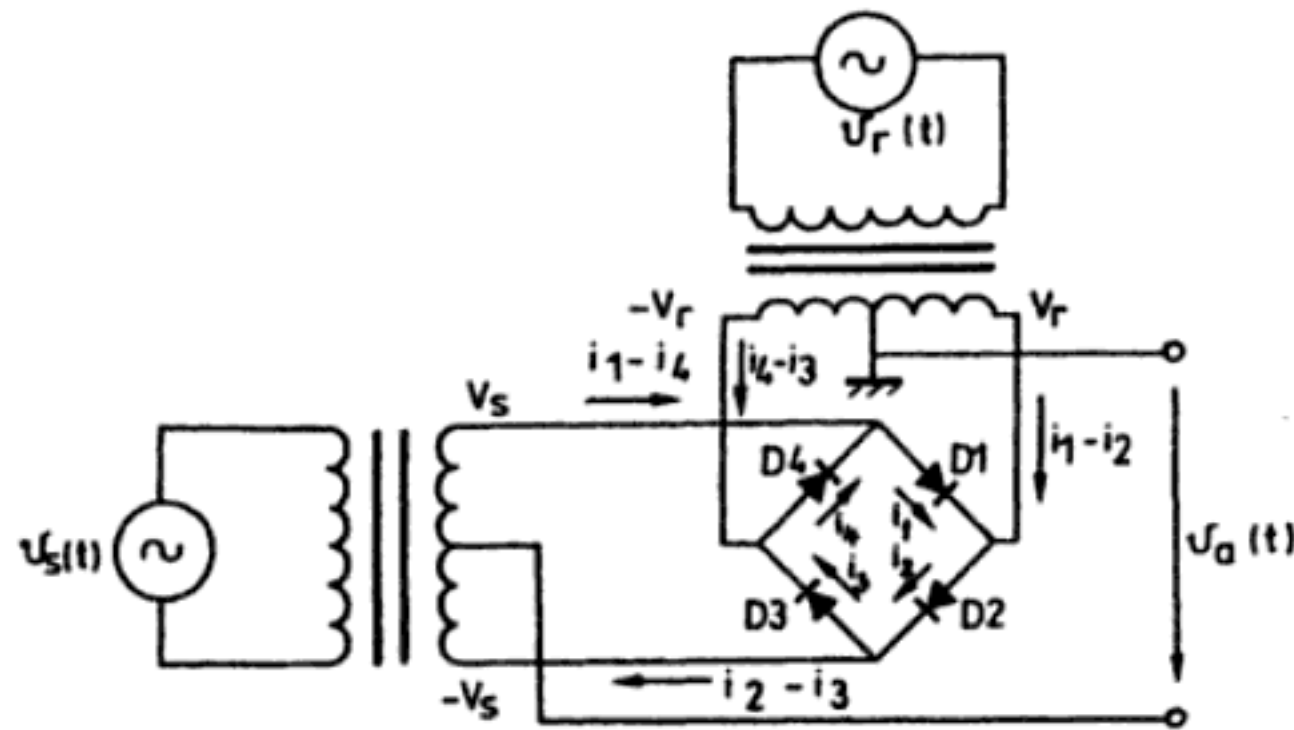


Figura 5.17 Demodulador de fase de anillo («double balanced mixer»).

cátodo en el diodo, q es la carga del electrón, k es la constante de Boltzmann y T es la temperatura absoluta. A temperatura ambiente, $kT/q \approx 25$ mV. El comportamiento del demodulador es distinto según que la señal sea mucho mayor o mucho menor que 25 mV. Para señales pequeñas, la corriente de cortocircuito a la salida es

$$i_0 = (i_2 - i_3) - (i_1 - i_4) = i_2 + i_4 - i_1 - i_3 \quad (3.11)$$

Tomando los dos primeros términos de la expansión de la exponencial en (3.10), y llamando $V_T = kT/q$, las corrientes en los diodos se pueden expresar como

$$i_i \approx I_s \left\{ \frac{V_i}{V_T} + \left(\frac{V_i}{V_T} \right)^2 \right\} \quad (3.12)$$

donde las caídas de tensión respectivas en cada diodo son: $V_1 = v_s - v_r$, $V_2 = v_s + v_r$, $V_3 = v_r - v_s$ y $V_4 = -v_s - v_r$. Sustituyendo en (3.11) se llega a

$$i_0 = I_s \frac{4v_r v_s}{V_T^2} \quad (3.13a)$$

Por otra parte, la resistencia interna del puente R_0 será la combinación de la resistencia de los cuatro diodos en paralelo. Si se suponen iguales,

$$R_0 = R_D / 4 \approx \frac{1}{4} \frac{dv}{di} \bigg|_{v=0} = \frac{1}{4} \frac{V_T}{I_s} \quad (3.13b)$$

La tensión de salida del anillo en vacío será,

$$v_a = i_0 R_0 = \frac{v_r v_s}{V_T} \quad (3.14)$$

Se realiza, pues, la multiplicación deseada.

Para señales grandes hay que añadir en serie con cada diodo una resistencia R que debe ser mayor que la resistencia directa de los diodos [8]. Si la tensión de referencia es mayor que la señal, cuando v_r es positiva conducen $D2$ y $D3$. Las corrientes respectivas son

$$i_2 = \frac{v_s + v_r}{R} \quad (3.15a)$$

$$i_3 = \frac{v_r - v_s}{R} \quad (3.15b)$$

Dado que $v_r \gg v_s$, i_1 e i_4 son muy pequeñas y se pueden despreciar. La corriente de cortocircuito (3.11) es ahora

$$i_0 = 2v_s / R \quad (3.16a)$$

La resistencia de salida es simplemente

$$R_0 = R / 2 \quad (3.16b)$$

puesto que los diodos $D1$ y $D4$, al estar polarizados inversamente, presentarán una resistencia muy alta, en paralelo con las otras ramas del anillo. La salida será, pues,

$$v_a \approx v_s \quad (3.17)$$

Cuando v_r es negativa, el análisis es similar, pero ahora conducen los diodos $D1$ y $D4$, de manera que la salida se toma de la mitad inferior del transformador. La tensión de referencia actúa, pues, como señal de control que invierte sincrónicamente la polaridad de la salida. Si v_a se integra durante un semiperiodo de v_r , π / ω_0 , que es el tiempo en que su polaridad tiene un signo determinado, se obtiene

$$v_d = \frac{2}{\pi} V_s \cos \phi \quad (3.18)$$

El ancho de banda de los demoduladores en anillo es muy grande, pero al estar basados en transformadores su posible aplicación a frecuencias inferiores a unos 500 Hz está limitada. Dada su extensa aplicación en circuitos de radiofrecuencia, hay modelos encapsulados de muy bajo coste.

Actualmente se prefiere, cada vez más, realizar la conmutación mediante inte-

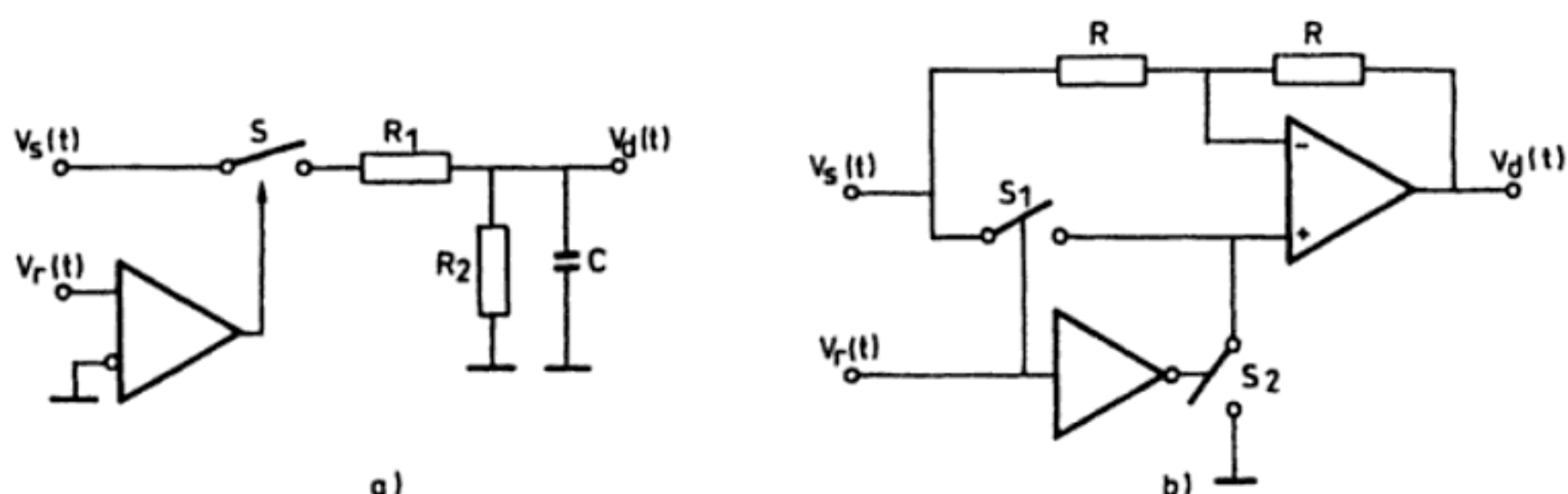


Figura 5.18 Detectores de fase conmutados. a) Rectificador de media onda síncrono. b) Amplificador de ganancia $+1/-1$ conmutable.

ruptores analógicos en vez de diodos. La figura 5.18a muestra un rectificador síncrono de media onda basado en un simple interruptor S , controlado por la salida de un comparador al que se conecta la tensión de referencia. La figura 5.18b muestra un amplificador cuya ganancia conmuta entre $+1$ y -1 , controlada por la señal (cuadrada) de referencia. El inversor lógico indica simplemente que los dos interruptores se accionan en contrafase. Cuando S_1 está abierto y S_2 cerrado, se tiene

$$v_d = -v_s + 2v_r \left(\frac{R_c}{R_c + R_a} \right) \quad (3.19a)$$

donde R_c y R_a son, respectivamente, las resistencias del interruptor cerrado y abierto. Para un interruptor CMOS, por ejemplo, pueden ser del orden de $100 \, \Omega$ y $1 \, \text{G}\Omega$. En consecuencia, $v_d \approx -v_s$. Cuando S_1 está cerrado y S_2 abierto, se tiene

$$v_d = -v_s + 2v_r \left(\frac{R_a}{R_c + R_a} \right) \quad (3.19b)$$

de modo que ahora $v_d \approx v_s$. Resulta, pues, que si las señales de control de S_1 y S_2 se obtienen a partir de la portadora de v_s , se puede hacer la función indicada por (3.5) y (3.7).

El interés de esta y otras aplicaciones ha llevado a la comercialización de circuitos integrados que incorporan el amplificador, las resistencias y los interruptores necesarios para la conmutación de la ganancia. En la figura 5.19 se presenta un ejemplo. Otros modelos son el AD630 y el HA2400.

Otra forma de demodular síncronamente es mediante la técnica del condensador flotante (figura 5.20). Consiste en accionar al unísono los interruptores S_1 y S_2 para cargar C_s a la tensión de entrada mientras S_3 y S_4 permanecen abiertos. En el semiciclo siguiente de la tensión de referencia, que tiene la misma frecuencia que la entrada, se abren S_1 y S_2 , y se cierran S_3 y S_4 para transferir la carga de C_s a C_h . Si estos condensadores son grandes (por ejemplo, $1 \, \mu\text{F}$), la salida es inmune a la tensión de modo común que pueda haber a la entrada. El LTC1043 (Linear

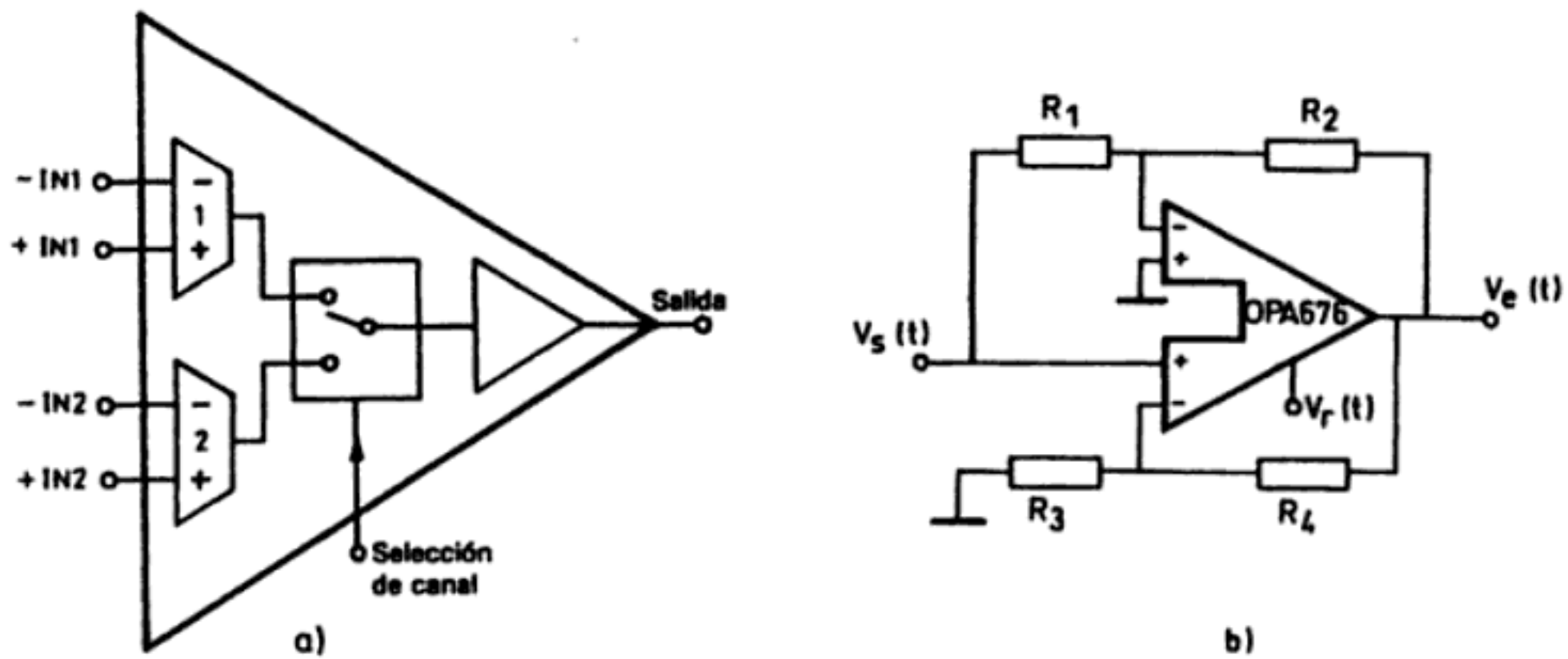


Figura 5.19 Amplificador conmutado OPA676 (Burr-Brown Corp.) (a) y su conexión como demodulador síncrono (b).

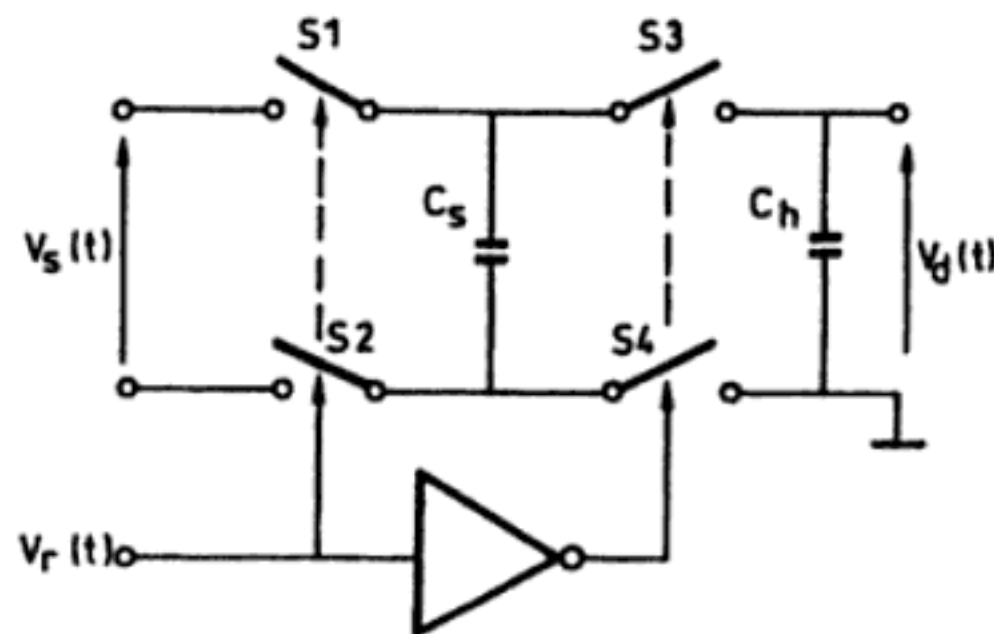


Figura 5.20 Demodulador síncrono basado en la técnica del condensador flotante. Las dos tensiones de entrada deben ser de la misma frecuencia.

Technology) incorpora los interruptores y sus circuitos de control. Para reducir el ruido, conviene que v_r esté filtrada pasabanda. A la salida basta un amplificador unipolar de baja frecuencia.

Cuando interesa detectar sólo el desfase entre dos señales de igual frecuencia, prescindiendo de la amplitud de una de ellas, se pueden emplear circuitos basados en la detección de pasos por cero, denominados a veces comparadores de fase. En la figura 5.21 hay dos ejemplos. En ambos casos se recuadran primero las dos señales, para tener sólo dos niveles de tensión («1» y «0»); esta operación preserva la fase respectiva. Si las entradas tienen ruido superpuesto, se pueden diseñar los comparadores con histéresis. En la figura 5.21a se emplea un biestable RS cuya salida es un tren de pulsos de anchura igual al retardo entre las dos entradas. En la figura 5.21b hay una puerta OR exclusiva cuya salida es un tren de pulsos rectangulares de frecuencia doble que la de las señales de entrada y de duración igual al retardo entre ellas. Uno de los comparadores de fase del CD4046 (PLL integrado), es de este tipo.

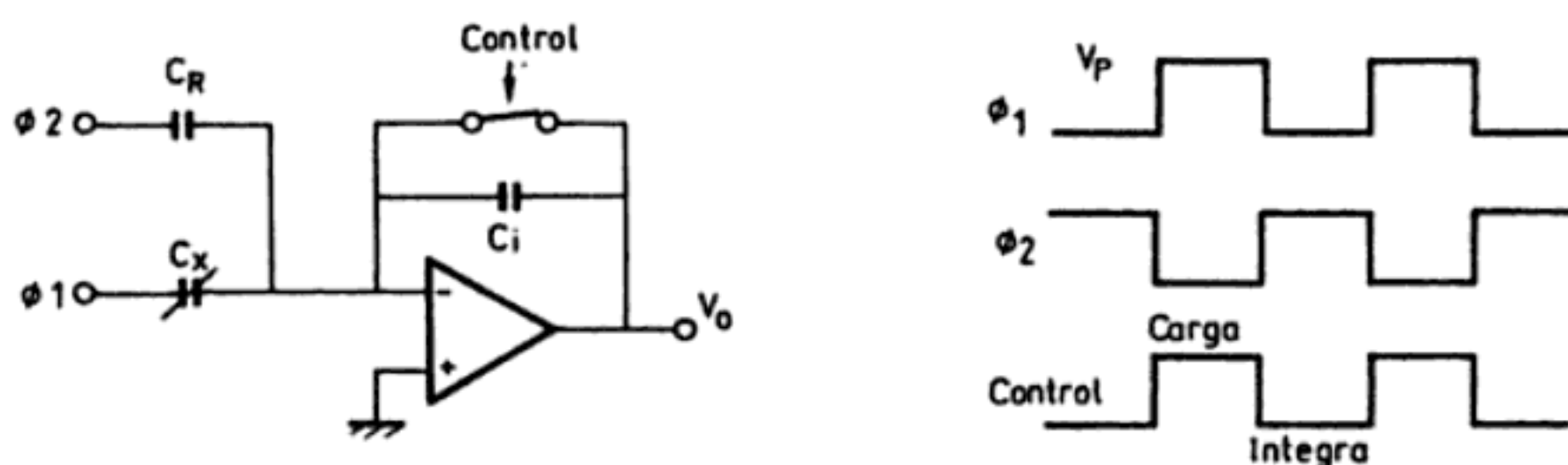


Figura 5.25 Integrador basado en condensadores conmutados como acondicionador para un sensor capacitivo.

$$V_0 = V_p \frac{C_x - C_R}{C_i} \quad (4.1)$$

donde V_p es la amplitud de la señal cuadrada que carga los condensadores. Para que el circuito sea inmune a las capacidades parásitas (entre el terminal inversor y masa), el amplificador operacional debe tener alta ganancia a baja frecuencia.

El método de la transferencia de carga ofrece otra alternativa. Se carga C_x a una tensión continua de referencia V_R y luego se transfiere la carga a un condensador grande, y se mide la tensión en sus bornes, que será proporcional a C_x . Con la disposición de la figura 5.26, este método es altamente inmune a las capacidades parásitas [12]. Primero se cierra S1 y al cabo de un retardo breve (20-30 ns) se cierra S2, con lo que C_x , y las capacidades parásitas entre A y masa, se cargan a V_R . S3 y S4 están abiertos, por lo que la capacidad parásita total entre B y masa se descarga a través de S1. En el siguiente semiciclo de reloj, S1 y S2 se abren antes de que S3 conecte C_x al AO. Después de un breve retardo, se cierra S4, que de esta forma descarga la capacidad parásita entre A y masa. En cambio, la capacidad parásita entre B y masa, que se había descargado en el semiciclo anterior, se cargará, drenando carga de C_x . Pero la tensión en la entrada inversora del AO es muy pequeña y, por lo tanto, también será muy pequeña la carga drenada por dicha capacidad. El condensador C elimina los transitorios en las conmutaciones.

Para sensores con capacidad entre 1 y 100 pF, el circuito de doble T propuesto por Lion [20] es un acondicionador muy simple (figura 5.27). Consiste en dos dio-

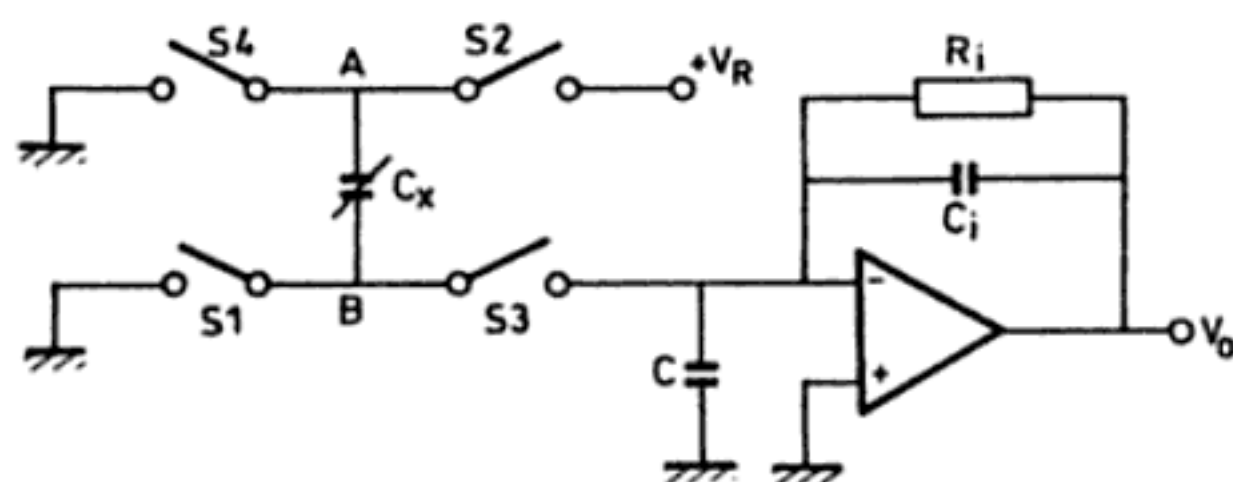


Figura 5.26 Método de la transferencia de carga aplicado al acondicionamiento de un sensor capacitivo C_x .

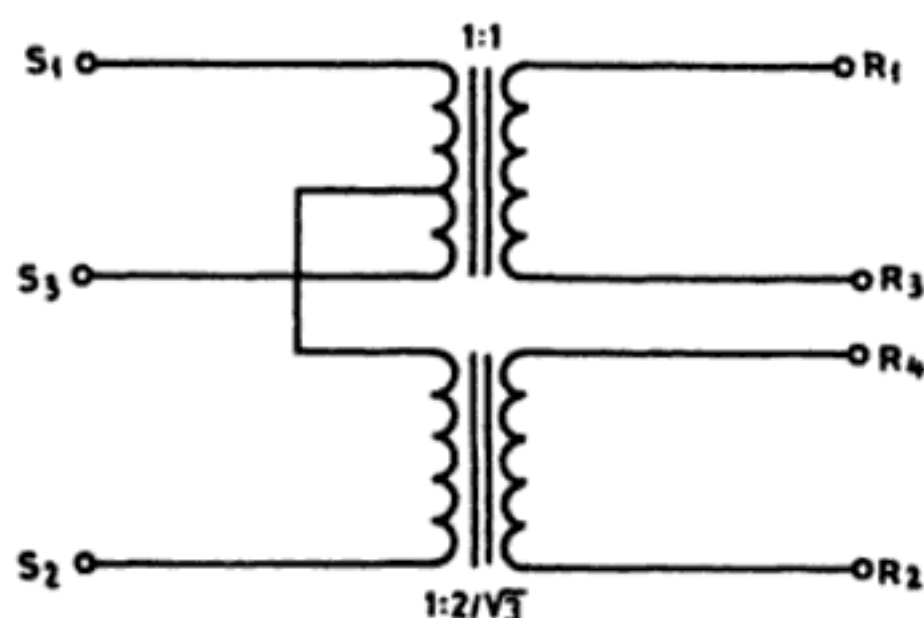


Figura 5.28 Transformador de Scott para pasar de ángulos en formato sincro a ángulos en formato resolver y viceversa.

$$e_{s21} = K \cos \omega t V \sin (\alpha + 240^\circ) \quad (5.3)$$

donde $V \cos \omega t$ es una tensión alterna de referencia, aplicada al rotor, y K un factor de diseño. De estas tensiones se dice que representan el ángulo α en «formato sincro».

Un resolver, proyector o resolucionador, ofrece entre sus dos devanados unas tensiones

$$e_{R13} = K V \sin \alpha \cos \omega t \quad (5.4)$$

$$e_{R24} = K V \cos \alpha \cos \omega t \quad (5.5)$$

que representan el ángulo α en «formato resolver».

El esquema del transformador de Scott, que permite pasar de uno a otro formato, es el de la figura 5.28. Obviamente, además de la adaptación de niveles de tensión, el transformador puede obtener un aislamiento elevado entre los circuitos del primario y del secundario. En el caso de la figura, la relación de tensiones es 1 : 1, pero se pueden escalar si así se desea.

Para justificar la estructura del transformador de Scott, basta observar que se cumple

$$e_{s32} = K V \cos \omega t \left[- (1/2) \sin \alpha + (\sqrt{3}/2) \cos \alpha \right] \quad (5.6)$$

$$e_{s21} = K V \cos \omega t \left[- (1/2) \sin \alpha - (\sqrt{3}/2) \cos \alpha \right] \quad (5.7)$$

y, por lo tanto,

$$e_{R24} = (e_{s32} - e_{s21}) / \sqrt{3} = (e_{s32} + e_{s13}) / 2 \cdot 2/\sqrt{3} \quad (5.8)$$

La suma indicada en (5.8) se realiza en la figura 5.28 mediante un transformador de precisión. Para calcular la impedancia de entrada entre cada par de terminales «sincro», basta recordar que la autoinductancia es proporcional al cuadrado del número de espiras. Se tiene así

$$L (S1-S3) = kN^2 \quad (5.9)$$

$$L (S1-S2) = k (N/2)^2 + k (\sqrt{3} N/2)^2 = kN^2 \quad (5.10)$$

$$L (S3-S2) = k (N/2)^2 + k (\sqrt{3} N/2)^2 = kN^2 \quad (5.11)$$

donde k es un factor que depende del material del núcleo del transformador.

Resulta, pues, que si las resistencias son suficientemente pequeñas comparadas con la reactancia de los devanados, las impedancias de entrada son las tres iguales, siempre y cuando los transformadores tengan idénticas características.

Cuando el transformador de Scott se emplea para la conversión de resolver a sincro, las impedancias de salida presentadas al dispositivo que se conecte posteriormente deben ser iguales, pues de lo contrario aparecen señales en cuadratura. En la figura 5.29 se presenta este montaje y el modelo empleado para describir la impedancia de salida, cuando la del primario es resistiva y equilibrada. Se tiene entonces

$$R (S1-S3) = R_p N^2 \quad (5.12)$$

$$R(S1-TC) = R_p (N/2)^2 \quad (5.13)$$

$$R (S3-S2) = R_p (N/2)^2 + R_p (N \sqrt{3} / 2)^2 = R_p N^2 \quad (5.14)$$

De estas expresiones se deduce

$$R_1 = R_2 = R_p N^2 / 2 \quad (5.15)$$

$$R = - R_p N^2 / 4 \quad (5.16)$$

$$R_3 = R_p N^2 + R_p N^2 / 4 - R_p N^2 / 2 = R_p N^2 3/4 \quad (5.17)$$

$$R (S1-S2) = R_1 + R_2 + R_3 = R_p N^2 \quad (5.18)$$

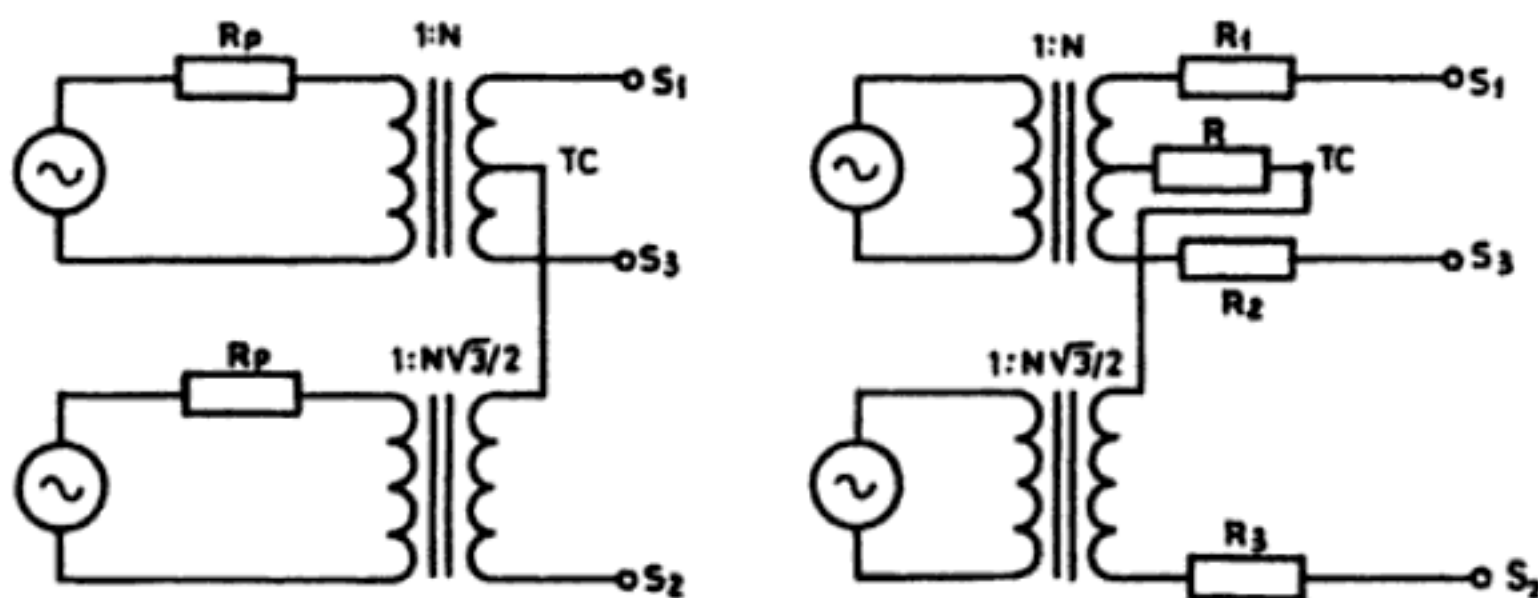


Figura 5.29 Modelo equivalente para analizar la impedancia de salida de un transformador de Scott cuando se emplea para pasar de formato resolver a formato sincro y las impedancias de entrada son iguales.

Resulta así, en este caso, $R(S1-S3) = R(S3-S2) = R(S1-S2)$. Es decir, si las resistencias del primario están equilibradas, también lo están las que presenta el secundario.

Con el término «transformador» de Scott se designan a veces también circuitos como el de la figura 5.30, que realiza el paso de ángulos en formato sincro a formato resolver. Pero, obviamente, ni permite un mismo circuito hacer el paso inverso, ni es posible un escalado de tensiones que pretenda obtener amplitudes muy altas, salvo que se utilicen amplificadores operacionales de alta tensión.

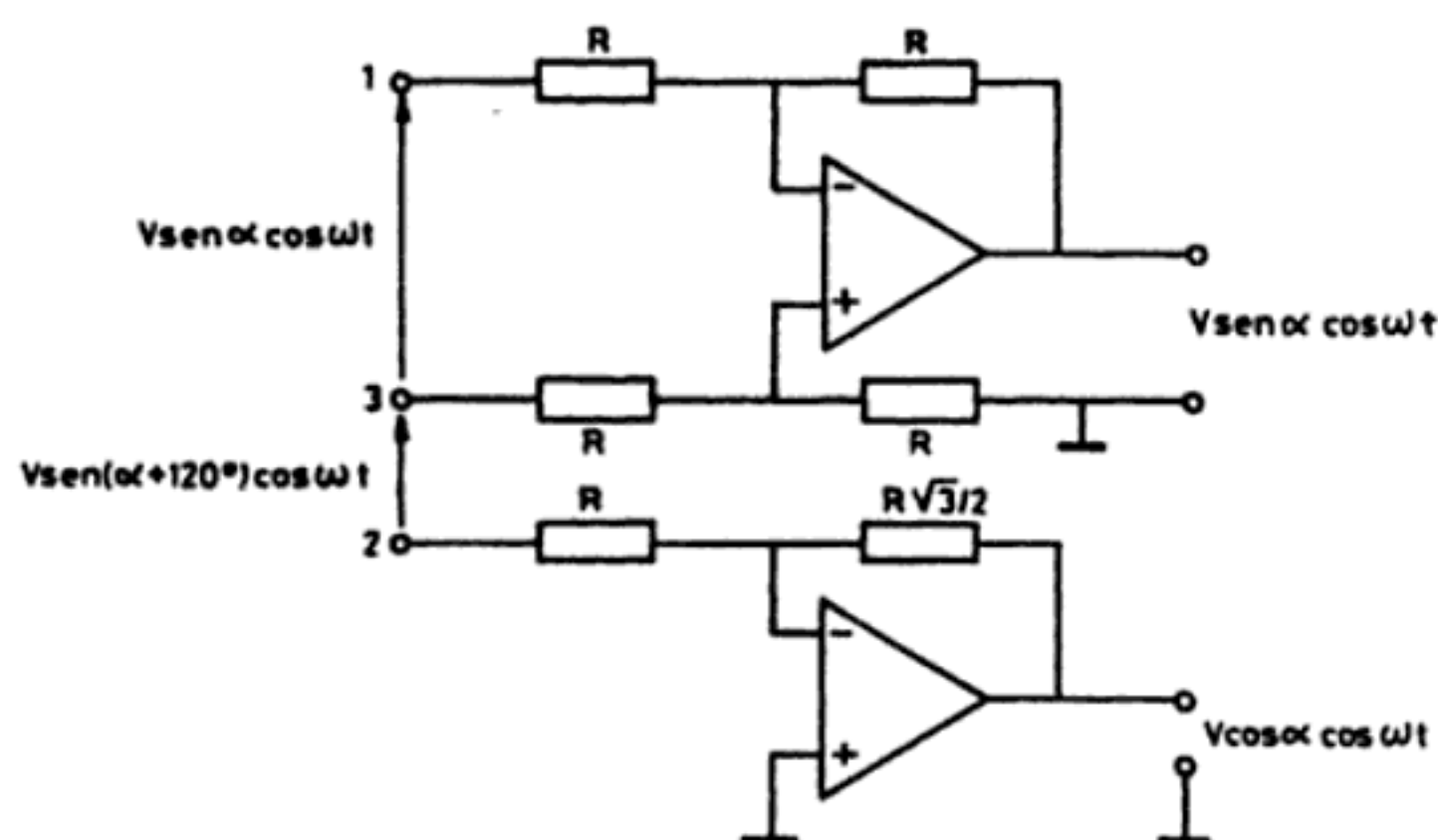


Figura 5.30 Circuito para el paso de ángulos en formato sincro a ángulos en formato resolver.

5.5.2 Convertidores digital a resolver (D/R) [13]

La función de los convertidores D/R es obtener dos tensiones senoidales de frecuencia dada, cuya amplitud respectiva sea proporcional a $\sin \alpha$ y $\cos \alpha$, partiendo de un ángulo α expresado en forma digital, normalmente en código binario natural. Como el máximo ángulo a representar es de 360° , en este código el peso de cada bit es:

bit núm.	1	2	3	4	5	6	...n
grados	180	90	45	22,5	11,25	5,625	...360/2 ⁿ

La mayor parte de estos convertidores se basan en los llamados «multiplicadores de seno y coseno». Se trata de circuitos que aceptan una señal analógica de referencia y una señal digital, dando a su salida, en forma analógica, el producto de la primera por el seno o coseno del ángulo representado por la segunda. Son, pues, un tipo de convertidores D/A multiplicadores no lineales.

Para la conversión D/R se utilizan dos de estos multiplicadores que acepten entradas equivalentes a ángulos entre 0 y 90° , precedidos de un selector de cua-

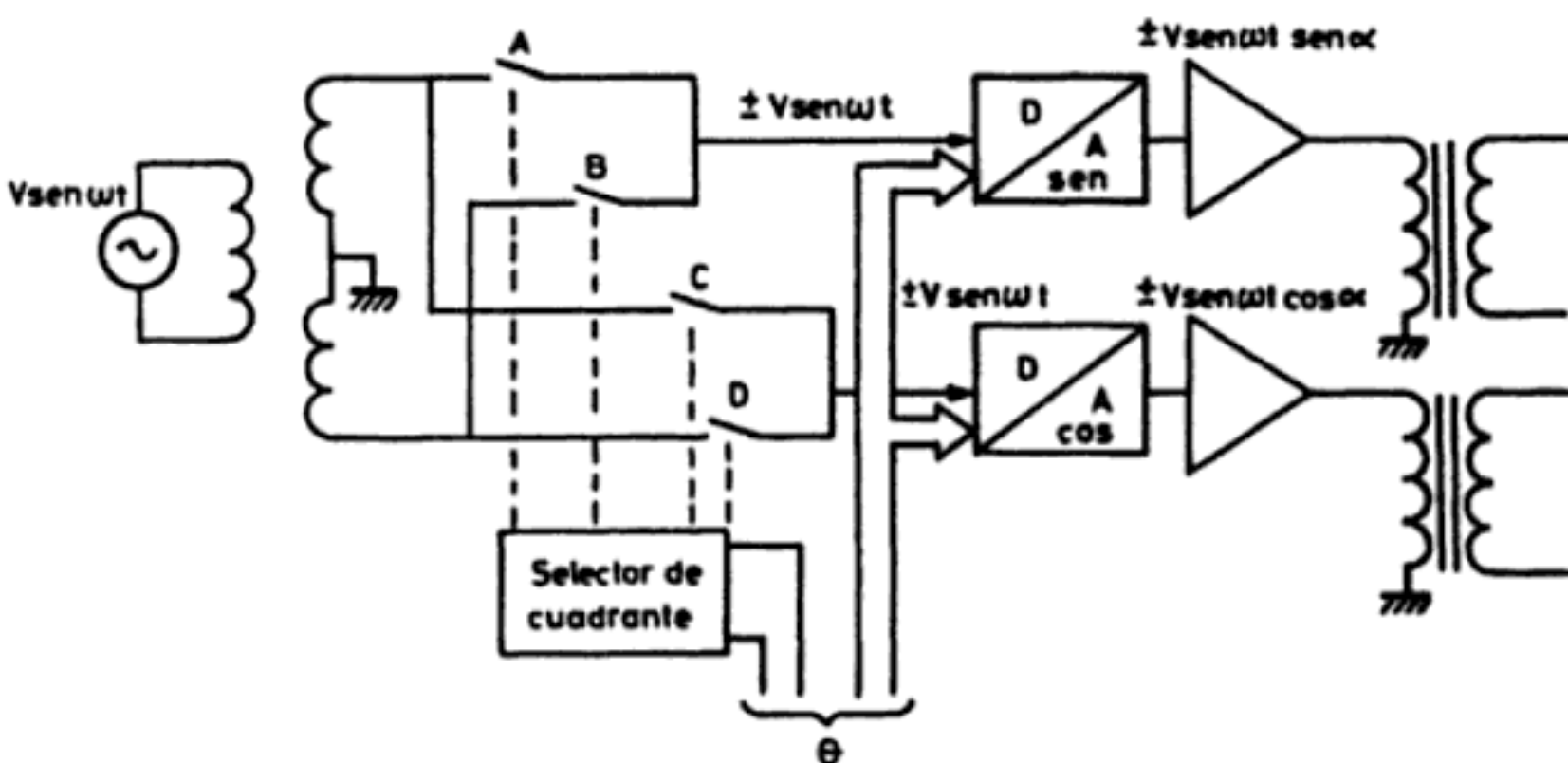


Figura 5.31 Estructura básica de un convertidor D/R [13].

drante. Éste invierte el signo de la señal de referencia cuando hace falta y está controlado por los 2 bits de más peso de la palabra digital que representa el ángulo a convertir (figura 5.31).

La selección de cuadrante se realiza con la regla siguiente:

Cuadrante	Bit		sen α	cos α	Interruptores cerrados (figura 5.31)
	1	2			
1	0	0	+	+	A, C
2	0	1	+	-	A, D
3	1	0	-	-	B, D
4	1	1	-	+	B, C

La señal de salida es de alta tensión y de baja impedancia, por lo que se puede transmitir en una línea larga, y su potencia es de 1 a 2 VA, para poder activar directamente los devanados de un resolver o un transformador síncrono. Los transformadores de salida se incluyen (aunque se utilice formato resolver) para evitar daños al circuito en caso de cortocircuito.

5.5.3 Convertidores resolver a digital (R/D) [13]

Para obtener un ángulo α en forma digital a partir de las señales analógicas sen α y cos α, los convertidores R/D se basan también en los multiplicadores de seno y coseno. Hay, no obstante, dos tipos de estructuras distintas: los seguidores («tracking») y los de muestreo («sampling»).

Los convertidores seguidores son los más frecuentes por su menor precio y alta inmunidad al ruido. Su esquema es el de la figura 5.32. Se basan en generar internamente, mediante un contador bidireccional, una señal digital que repre-

D/A y, en cambio, algunos con salida digital para el ángulo dan en una salida analógica la señal de velocidad, supliendo a un tacómetro. Tras una amplificación previa de cada señal, algunos modelos pueden aplicarse a la conversión de las señales del Inductosyn (apartado 4.2.4.3).

Los convertidores R/D de muestreo suelen funcionar según un algoritmo de aproximaciones sucesivas. Su ventaja es la velocidad de conversión (100 a 200 μ s, frente a 1 s que pueden tardar los seguidores), pero su precio sólo los hace interesantes para aquellos sistemas multicanal que tengan más de seis canales (o más de nueve según el convertidor seguidor con el que se comparen). En [19] se presenta una variante rápida del convertidor seguidor, donde en vez de filtrar la señal dentro del lazo de realimentación interno del convertidor, se filtra antes de su entrada.

En los convertidores de muestreo, para cada canal se dispone un módulo de muestreo en el que se toma una muestra de cada una de las dos entradas en formato resolver, en el instante en que es máximo el valor de la señal de referencia. El valor captado, almacenado en un condensador, se multiplexa hacia un módulo, compartido por todos los canales, donde se hace la conversión a digital. Ésta se realiza analizando la diferencia entre las salidas de dos multiplicadores seno y coseno (como en la figura 5.32), donde se ha entrado un ángulo digital generado por un registro de aproximaciones sucesivas que funciona como los de los convertidores A/D convencionales. En este caso, si el sistema a controlar es de velocidad constante, hay un retardo entre la salida del convertidor y la posición real del sistema.

5.6 PROBLEMAS

1. Un sensor de presión capacitivo ofrece una señal de salida de 1 kHz, que requiere una amplificación por 1000 para obtener un nivel de señal aceptable. El amplificador disponible tiene una tensión de desequilibrio máxima de 3 mV, y para que ésta no influya en el margen dinámico de la salida de una forma excesiva se ha pensado en el esquema de la figura P5.1 para la etapa de amplificación. Diseñar el circuito.

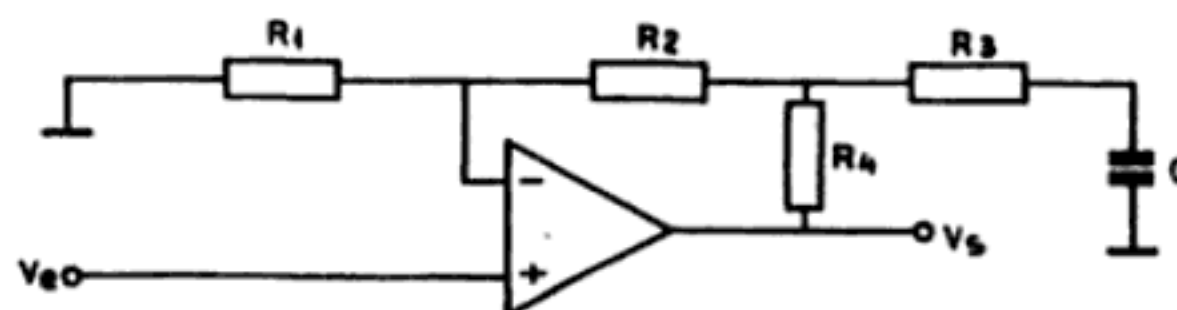


Figura P5.1

2. Se dispone de un sensor capacitivo diferencial basado en la variación de la distancia entre placas de un condensador plano, y cuya placa móvil está puesta a tierra. Se desea obtener una señal de salida proporcional al desplazamiento y referida a tierra, y para ello se piensa utilizar el esquema de la figura P5.2, donde los amplificadores operacionales pueden considerarse ideales. Se pide: determinar qué condiciones deben cumplir las resistencias y condensadores del esquema de medida para que la tensión de salida sea directamente proporcional al desplazamiento e independiente de la frecuencia del oscilador.

Capítulo 6

Sensores generadores

Se consideran sensores generadores aquellos que generan una señal eléctrica a partir de la magnitud que miden, sin necesidad de una alimentación eléctrica. Ofrecen una alternativa para medir muchas de las magnitudes ordinarias, sobre todo temperatura, fuerza y magnitudes afines. Pero, además, dado que se basan en efectos reversibles, están relacionados con diversos tipos de accionadores o aplicaciones inversas en general. Es decir, se pueden emplear para la generación de acciones no eléctricas a partir de señales eléctricas.

Se exponen también aquí los sensores fotovoltaicos y algunos de magnitudes químicas (relacionadas con la composición) para las que hasta el momento se han visto pocas posibilidades de medida.

Algunos de los efectos que se describen aquí pueden producirse inadvertidamente en los circuitos, y ser así fuente de interferencias. Es el caso de las fuerzas termoelectromotrices, de las vibraciones en cables con determinados dieléctricos o de los potenciales galvánicos en soldaduras o contactos. La descripción de los fenómenos asociados, con vistas a la transducción, permite también su análisis cuando se trate de reducir interferencias.

6.1 SENSORES TERMOELÉCTRICOS: TERMOPARES

6.1.1 Efectos termoelectrónicos reversibles

Los sensores termoelectrónicos se basan en dos efectos que, a diferencia del efecto Joule, son reversibles. Se trata del efecto Peltier y del efecto Thompson.

Históricamente fue primero Thomas J. Seebeck quien descubrió, en 1822, que en un circuito de dos metales distintos homogéneos, *A* y *B*, con dos uniones a diferente temperatura, aparece una corriente eléctrica (figura 6.1). Es decir, hay una conversión de energía térmica a energía eléctrica, o bien, si se abre el circuito, una fuerza (termo-)electromotriz (f.t.e.m.) que depende de los metales y de la diferen-

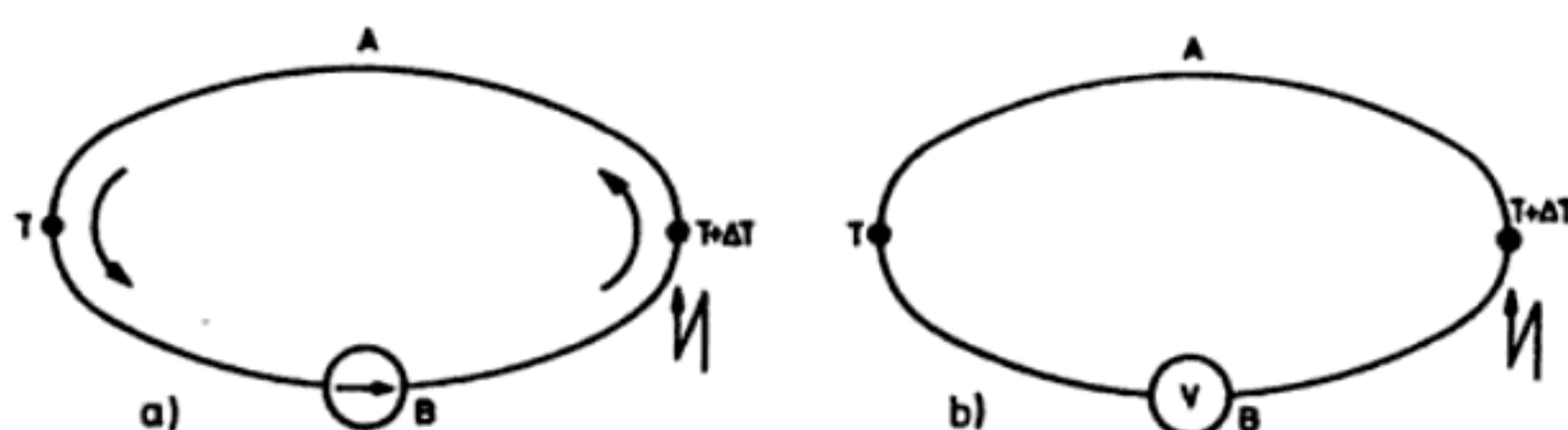


Figura 6.1 Efecto Seebeck en un termopar: aparece una corriente (a) o una diferencia de potencial (b) cuando hay dos uniones a distinta temperatura.

cia de temperaturas entre las dos uniones. Al conjunto de estos dos metales distintos con una unión firme en un punto o una zona se le denomina termopar.

La relación entre la f.t.e.m., E_{AB} , y la diferencia de temperatura entre las uniones, T , define el coeficiente Seebeck, S_{AB} ,

$$S_{AB} = \frac{dE_{AB}}{dT} = S_A - S_B \quad (1.1)$$

donde S_A y S_B son, respectivamente, la potencia termoeléctrica absoluta de A y B . En general, S_{AB} no es constante sino que depende de T , y suele crecer al aumentar T . Es importante notar que mientras la corriente que circula por el circuito depende de la resistencia de los conductores, en cambio la f.t.e.m. no depende ni de la resistividad, ni de la sección, ni de la distribución o gradientes de temperatura. Depende sólo de la diferencia de temperatura entre las uniones y de la naturaleza de los metales. Esta fuerza electromotriz se debe al efecto Peltier y al efecto Thompson.

El efecto Peltier, descubierto por Jean C. A. Peltier en 1834, consiste en el calentamiento o enfriamiento de una unión entre dos metales distintos al pasar corriente por ella (figura 6.2). Al invertir el sentido de la corriente, se invierte también el sentido del flujo de calor. Es decir, si una unión antes se calentaba (cedía calor), al cambiar el sentido de la corriente se enfría (absorbe calor), y si primero se enfriaba, ahora se calienta. Este efecto es reversible e independiente del contacto, es decir, de la forma y dimensiones de los conductores. Depende sólo de su composición y de la temperatura de la unión. Esta dependencia resulta ser además

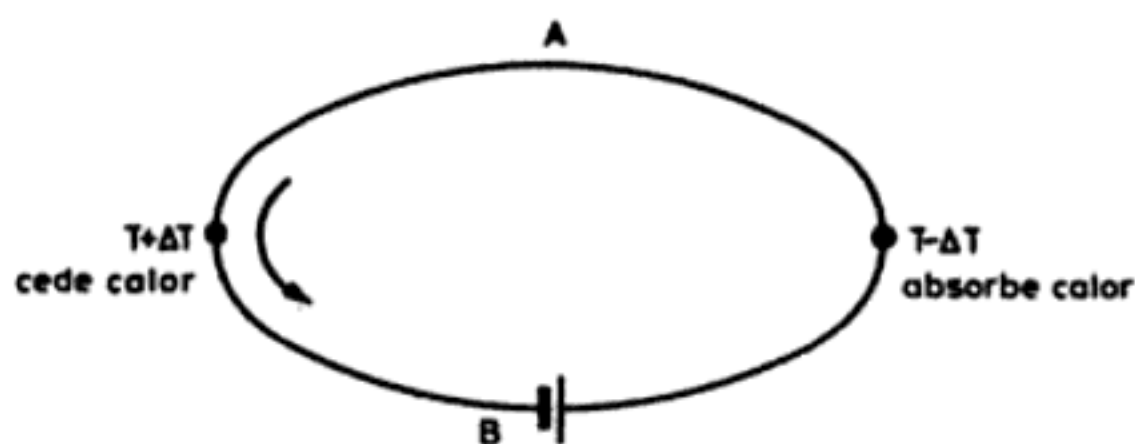


Figura 6.2 Efecto Peltier: al hacer circular corriente por un circuito de termopares una unión se enfría y la otra se calienta.

lineal y viene descrita por el coeficiente de Peltier, π_{AB} , que por tener dimensiones de tensión se llama a veces «tensión Peltier». Se define como el calor generado en la unión entre A y B por unidad de corriente (de carga positiva) que circula de B a A

$$dQ_P = \pm \pi_{AB} Idt \quad (1.2a)$$

Para una unión a temperatura absoluta T , se demuestra que

$$\pi_{AB} = T(S_B - S_A) = -\pi_{BA} \quad (1.2b)$$

El hecho de que el calor intercambiado por unidad de superficie de la unión sea proporcional a la corriente y no a su cuadrado, marca la diferencia respecto al efecto Joule. En éste, el calentamiento depende del cuadrado de la corriente, y no cambia al hacerlo su dirección.

El efecto Peltier es también independiente del origen de la corriente, que puede ser, pues, incluso de origen termoelectrico, como en la figura 6.1a. En este caso las uniones alcanzan una temperatura distinta a la del ambiente, y ello puede ser una fuente de errores, según se verá.

El efecto Thompson, descubierto por William Thompson (Lord Kelvin) en 1847-54, consiste en la absorción o liberación de calor por parte de un conductor homogéneo con temperatura no homogénea por el que circule una corriente (figura 6.3). El calor liberado es proporcional a la corriente —no a su cuadrado— y, por ello, cambia de signo al hacerlo el sentido de la corriente. Se absorbe calor al fluir corriente del punto más frío al más caliente, y se libera cuando fluye del más caliente al más frío. En otras palabras, se absorbe calor si la corriente y el calor fluyen en direcciones opuestas, y se libera calor si fluyen en la misma dirección.

El flujo neto de calor por unidad de volumen, q , en un conductor de resistividad r , con un gradiente longitudinal de temperatura, dT/dx , por el que circula una densidad de corriente i , será,

$$q = i^2 r - i\sigma (dT/dx) \quad (1.3)$$

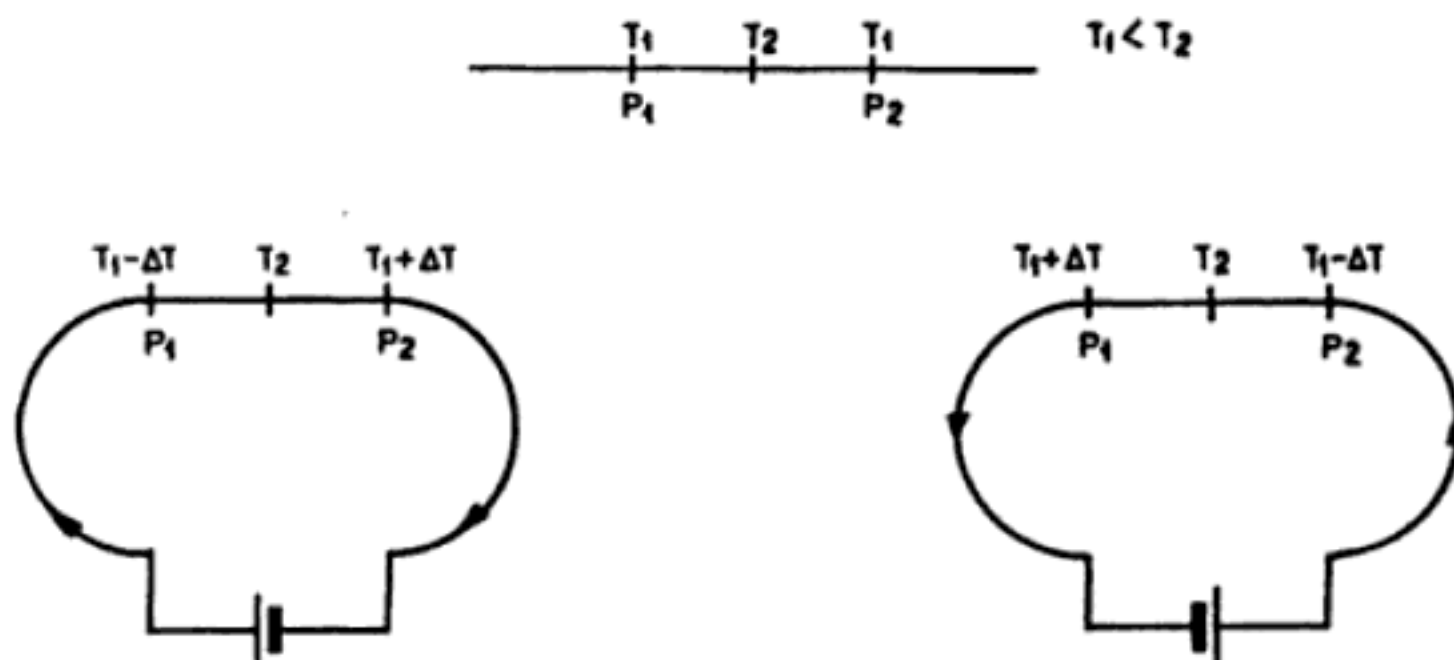


Figura 6.3 Efecto Thompson: al circular una corriente por un conductor homogéneo con temperatura no homogénea, se absorbe o libera calor.

donde σ es el denominado coeficiente Thompson. El primer término es la expresión del efecto Joule, irreversible, mientras que el segundo expresa el efecto Thompson.

Considerando de nuevo el circuito de la figura 6.1a, si la corriente que circula es suficientemente pequeña para poder despreciar el efecto Joule, se pueden considerar exclusivamente los efectos termoelectricos reversibles. En este caso, la energía termoelectromotriz producida, $(dE_{AB}/dT) \Delta T$, debe coincidir con la energía térmica neta transformada. Para la situación de la figura 6.1, con una temperatura $T + \Delta T$ en una unión y T en la otra, el calor absorbido en la unión caliente es $\pi_{AB}(T + \Delta T)$, mientras que el calor liberado en la unión fría es $-\pi_{AB}(T)$. Por efecto Thompson, se libera en A un calor $-\sigma_A(\Delta T)$, mientras que en B se absorbe un calor $\sigma_B(\Delta T)$. El balance energético es así

$$(dE_{AB}/dT) \Delta T = \pi_{AB}(T + \Delta T) - \pi_{AB}(T) + (\sigma_B - \sigma_A) \Delta T \quad (1.4)$$

Dividiendo ambos términos por ΔT y pasando al límite cuando ΔT tiende a 0, resulta

$$dE_{AB}/dT = d\pi_{AB}/dT + \sigma_B - \sigma_A \quad (1.5)$$

Esta fórmula indica que el efecto Seebeck es, de hecho, el resultado de los efectos Peltier y Thompson, y expresa el teorema fundamental de la termoelectricidad.

Las expresiones (1.1) y (1.5) permiten pensar en la aplicación de los termopares a la medida de temperaturas. Si en un circuito se mantiene una unión a temperatura constante (unión de referencia), la f.t.e.m. será función de la temperatura a que esté sometida la otra unión, que se denomina unión de medida. Los valores correspondientes a la tensión obtenida con determinados termopares, en función de la temperatura de esta unión cuando la otra se mantiene a 0°C , están tabulados. El circuito equivalente es una fuente de tensión con una resistencia de salida distinta en cada rama (la de cada metal). Para cobre y constantan, por ejemplo, pueden ser 300Ω y 10Ω .

Ahora bien, la aplicación de los termopares a la medida está sujeta a una serie de limitaciones que conviene conocer de cara a su uso correcto. En primer lugar, es obvio que la temperatura máxima que alcance el termopar debe ser inferior a su temperatura de fusión. Por lo tanto, hay que elegir un modelo adecuado a los valores de temperatura a medir. También debe garantizarse que el medio donde se va a medir no ataca a ninguno de los metales de la unión.

En segundo lugar, y más difícil de ser percibido, la corriente que circule por el circuito de termopares debe ser mínima. De no ser así, dado el carácter reversible de los efectos Peltier y Thompson, la temperatura de los conductores, y en particular la de las uniones, sería distinta a la del entorno, debido al flujo de calor desde y hacia el circuito. Según la intensidad de la corriente, incluso el efecto Joule podría ser apreciable. Todo esto llevaría a que la unión de medida alcanzara una temperatura distinta a la que se desea medir y la unión de referencia una temperatura diferente a la supuesta, con los consiguientes errores. Los conductores,

además, deben ser homogéneos, por lo que conviene extremar las precauciones para que no sufran tensiones mecánicas (por ejemplo, al instalarlos), ni térmicas (por ejemplo, debidas al envejecimiento si hay gradientes de temperatura importantes a lo largo de su tendido).

Otra limitación es la necesidad de mantener una de las dos uniones a una temperatura de referencia fija si se desea medir la de la otra unión, pues todo cambio en dicha unión de referencia será una fuente de error. Repercute en ello que la tensión de salida es muy pequeña, por cuanto la sensibilidad típica es de 6 a 75 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Si además la temperatura de referencia no es muy próxima a la de medida, resultará que la señal ofrecida tendrá un nivel alto constante en el que los cambios de temperatura de interés puede que provoquen sólo pequeñas variaciones de tensión. Si se desea una exactitud elevada, la no linealidad de la relación entre f.t.e.m. y temperatura puede ser importante. Una fórmula aproximada y con validez general es

$$E_{AB} \approx C_1 (T_1 - T_2) + C_2 (T_1^2 - T_2^2) \quad (1.6)$$

donde T_1 y T_2 son las temperaturas absolutas respectivas de cada unión, y C_1 y C_2 son constantes que dependen de los materiales A y B . La realización de termopares útiles viene limitada, precisamente, por el interés de que C_2 sea muy pequeña, y esto restringe mucho las posibilidades de elección. Para el termopar de cobre/constantan, por ejemplo, se tiene

$$E_{AB} \approx 62,1 (T_1 - T_2) - 0,045 (T_1^2 - T_2^2) \mu\text{V} \quad (1.7)$$

Esta no linealidad puede que requiera una corrección que se realiza en el circuito de acondicionamiento de señal. Considerando todos los factores, es difícil tener un error menor que $0,5^\circ\text{C}$. La tolerancia de unas a otras unidades del mismo modelo, puede ser de varios grados Celsius.

A pesar de estas limitaciones, los termopares tienen muchas ventajas y son, con mucha diferencia, los sensores más frecuentes para la medida de temperaturas. Por una parte, tienen un alcance de medida grande, no sólo en su conjunto, que va desde -270°C hasta 3000°C , sino también en cada modelo particular. Por otra parte, su estabilidad a largo plazo es aceptable y su fiabilidad elevada. Además, para temperaturas bajas tienen mayor exactitud que las RTD, y por su pequeño tamaño permiten tener velocidades de respuesta rápidas, del orden de milisegundos. Poseen también robustez, simplicidad y flexibilidad de utilización, y se dispone de modelos de bajo precio que son suficientes en muchas aplicaciones. Dado que no necesitan excitación, no tienen los problemas de autocalentamiento que presentan las RTD, en particular al medir la temperatura de gases. Además, permiten el uso de hilos de conexión largos (hilos de extensión).

6.1.2 Tipos de termopares

En las uniones de termopar interesa tener: resistividad elevada para tener una resistencia alta sin requerir mucha masa, lo cual implicaría alta capacidad calorí-

fica y respuesta lenta; coeficiente de temperatura débil en la resistividad; resistencia a la oxidación a temperaturas altas, pues deben tolerar la atmósfera donde van a estar, y linealidad lo mayor posible.

Para lograr estas propiedades se emplean aleaciones especiales: níquel (90)/cromo (10) —cromel—; cobre (57)/níquel (43); níquel (94)/aluminio (2)/manganeso (3)/silicio (1) —alumel—; etc. La protección frente al ambiente se logra mediante una vaina, normalmente de acero inoxidable, tal como se indica en la figura 6.4. La velocidad de respuesta y la robustez de la sonda vendrán afectadas por el espesor de dicha vaina. El silicio y el germanio presentan también propiedades termoeléctricas, si bien hasta ahora han encontrado más aplicación como refrigeradores (elementos Peltier) que como termopares de medida. En el cuadro 6.1 se recogen las características de algunos de los termopares más comunes y su

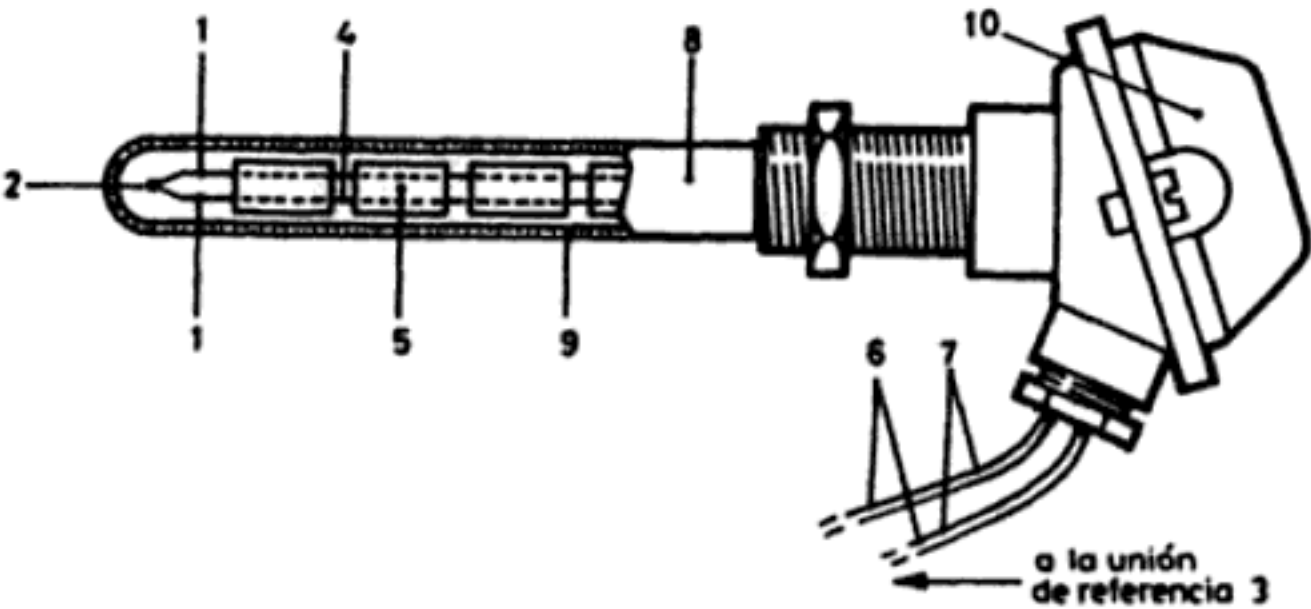


Figura 6.4 Termopar industrial con vaina (Documentación Chauvin Arnoux).

1. Conductores (diferentes)

2. Unión de medida

3. Unión de referencia

4. Hilos de termopar sin aislar

5. Hilos de termopar aislados

6. Cables de extensión iguales a los del termopar
7. Cables de compensación, diferentes de los del termopar pero con f.t.e.m. pequeña

8. Caña pirométrica

9. Protector (cubierta externa)

10. Cabeza de la caña

Cuadro 6.1 Termopares comunes.

Designación ANSI	Composición	Margen habitual	mV/margen
B	Pt (6%)/Rodio-Pt (30%)/Rodio	38 a 1800°C	13,6
C	W (5%)/Renio-W (26%)/Renio	0 a 2300°C	37,0
E	Cromel-Constantan	0 a 982°C	75,0
J	Hierro-Constantan	0 a 760°C	42,9
K	Cromel-Alumel	- 184 a 1260°C	56,0
N	Nicrosil (Ni-Cr-Si) – Nisil (Ni-Si-Mg)	- 270 a 1300°C	51,8
R	Pt (13%)/Rodio-Pt	0 a 1593°C	18,7
S	Pt (10%)/Rodio-Pt	0 a 1538°C	16,0
T	Cobre-Constantan	- 184 a 400°C	26,0

designación de acuerdo con las normas ANSI. Para medir la temperatura de superficies, hay modelos fabricados con tecnología de capa fina.

Los termopares J son versátiles y de bajo coste. Se pueden emplear en atmósferas oxidantes y reductoras. Se aplican a menudo en hornos de combustión abiertos a la atmósfera. Los termopares K se emplean en atmósferas no reductoras y, en su margen de medida, son mejores que los de tipo E, J y T cuando se trata de medir en atmósferas oxidantes. Los termopares T resisten la corrosión, de modo que se pueden emplear en atmósferas de alta humedad. Los termopares E son los de mayor sensibilidad y resisten la corrosión por debajo de 0°C y las atmósferas oxidantes. Los termopares N resisten la oxidación y ofrecen mejor estabilidad a altas temperaturas. Los termopares con metales nobles (B, R y S) tienen muy alta resistencia a la oxidación y a la corrosión.

Cuadro 6.2 Fragmento de la tabla de tensiones vs. temperatura para un termopar tipo J entre 0 y 110°C. La unión de referencia se supone a 0°C. Las tensiones están dadas en milivoltios.

Grados	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	0,000	0,050	0,101	0,151	0,202	0,253	0,303	0,354	0,405	0,456	0,507
10	0,507	0,558	0,609	0,660	0,711	0,762	0,813	0,865	0,916	0,967	1,019
20	1,019	1,070	1,122	1,174	1,225	1,277	1,329	1,381	1,432	1,484	1,536
30	1,536	1,588	1,640	1,693	1,745	1,797	1,849	1,901	1,954	2,006	2,058
40	2,058	2,111	2,163	2,216	2,268	2,321	2,374	2,426	2,479	2,532	2,585
50	2,585	2,638	2,691	2,743	2,796	2,849	2,902	2,956	3,009	3,062	3,115
60	3,115	3,168	3,221	3,275	3,328	3,381	3,435	3,488	3,542	3,595	3,649
70	3,649	3,702	3,756	3,809	3,863	3,917	3,971	4,024	4,078	4,132	4,186
80	4,186	4,239	4,293	4,347	4,401	4,455	4,509	4,563	4,617	4,671	4,725
90	4,725	4,780	4,834	4,888	4,942	4,996	5,050	5,105	5,159	5,213	5,268
100	5,268	5,322	5,376	5,431	5,485	5,540	5,594	5,649	5,703	5,758	5,812

La tensión de salida correspondiente a distintas temperaturas cuando la unión de referencia está a 0,00°C está tabulada. Esto no significa que la unión a 0,00°C dé siempre una tensión de 0 V para cualquier termopar. Es sólo cuestión de conveniencia debido a que al medir la tensión que da una unión es inevitable introducir otra unión y, por tanto, es mejor hablar de diferencia de tensiones entre uniones a diferentes temperaturas que de tensión debida a una unión. Para normalizar se ha elegido como temperatura de referencia para las tablas la de 0,00°C. En el cuadro 6.2 se recoge un fragmento de una tabla de este tipo [1]. Las tensiones o temperaturas intermedias se obtienen mediante interpolación lineal. La exactitud se puede aumentar con los termopares autocalibrados (Isothermal Technology Inc.) [14]. Consisten en un termopar próximo a un metal, dentro del mismo encapsulado. Cuando la temperatura de la sonda es tal que el metal cambia de fase, la evolución temporal de la temperatura indicada por el termopar se estabiliza durante unos minutos. Si se compara la indicación del termopar con la temperatura de transición de fase (conocida) del metal, se tiene un punto de calibración.

Cuadro 6.3 Coeficientes de los polinomios que dan de forma aproximada la temperatura a partir de la tensión de salida de diversos termopares, de acuerdo con (1.8).

Exac.	Tipo E - 100/1000°C ± 0,5°C	Tipo J 0/760°C ± 0,1°C	Tipo K 0/1370°C ± 0,7°C	Tipo R 0/1000°C ± 0,5°C	Tipo S 0/1750°C ± 1°C	Tipo T - 160/400°C ± 0,5°C
a ₀	0,1049673	- 0,0488683	0,2265846	0,2636329	0,9277632	0,1008609
a ₁	17189,453	19873,145	24152,109	179075,491	169526,51	25727,944
a ₂	- 282639,08	- 218614,54	67233,425	- 48840341,37	- 31568364	- 767345,83
a ₃	12695339,5	11569199,8	2210340,7	1,90002E + 10	8990730663	78025596
a ₄	- 448703085	- 264917531	- 860963915	- 4,8270E + 12	- 1,6356E + 12	- 9247486589
a ₅	1,1086E + 10	2018441314	4,83506E + 10	7,62091E + 14	1,88027E + 14	6,97688E + 11
a ₆	- 1,76807E + 11		- 1,18452E + 12	- 7,20026E + 16	- 1,3724E + 16	- 2,6619E + 13
a ₇	1,71842E + 12		1,38690E + 13	3,71496E + 18	6,1750E + 17	3,9408E + 14
a ₈	- 9,19278E + 12		- 6,33708E + 13	- 8,03104E + 19	- 1,56105E + 19	
a ₉	2,06132E + 13				1,69535E + 20	

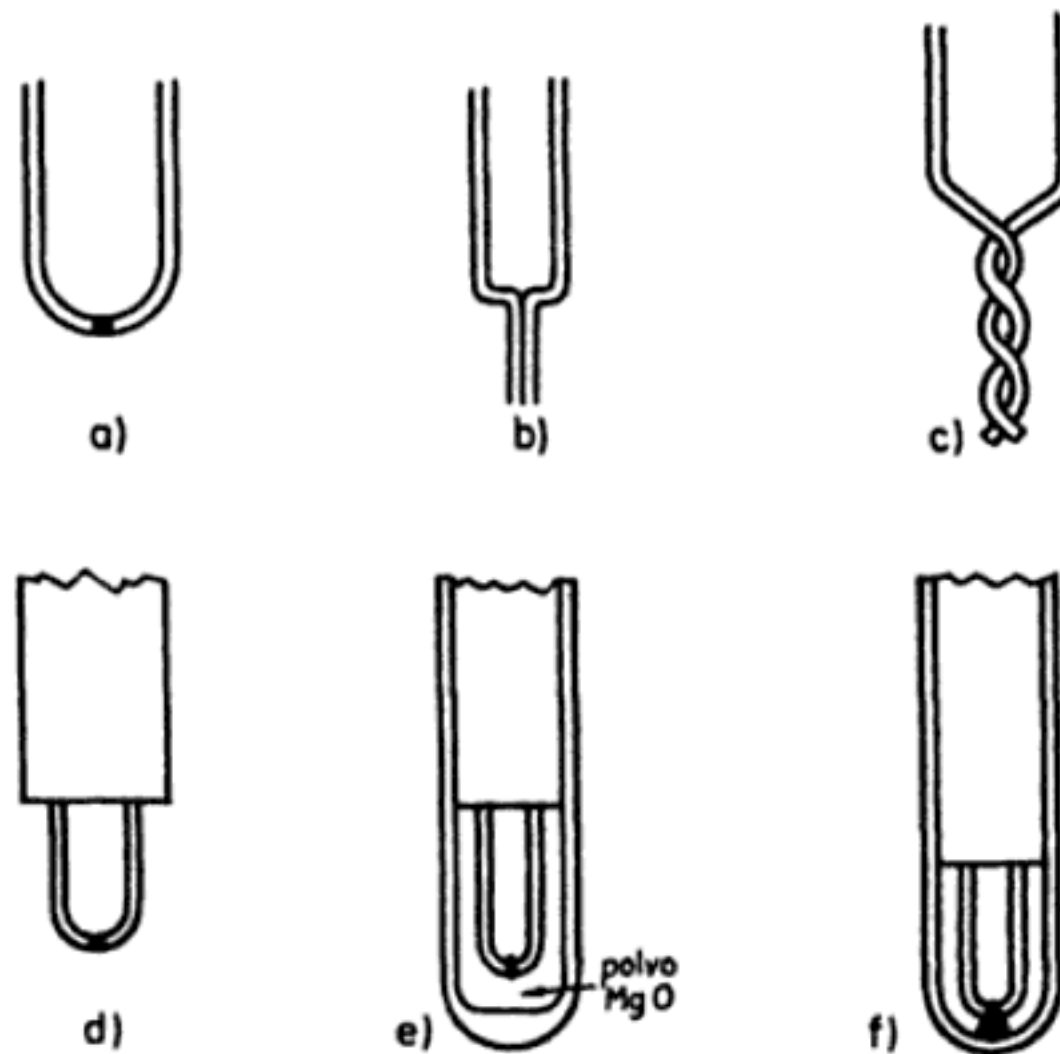


Figura 6.5 Distintos tipos de uniones de termopar y sus vainas [9].

- a) unión soldada en extremos
- b) unión soldada en paralelo
- c) hilo trenzado
- d) termopar expuesto: respuesta rápida
- e) termopar encapsulado: aislamiento eléctrico y ambiental
- f) termopar unido a la cubierta: aislamiento ambiental

Mediante uniones puestas a masa, se pueden medir temperaturas estáticas o de flujos de gases o líquidos corrosivos y, como la unión está soldada a la vaina protectora, la respuesta térmica es más rápida. Pero si la masa es ruidosa, no sirve y hay que aislar térmicamente el termopar. Además, la mayor masa del sensor implica un mayor error por conducción térmica.

6.1.3 Normas de aplicación práctica para los termopares

La medición de temperaturas mediante termopares, además de las ventajas e inconvenientes expuestos anteriormente, está sujeta a una serie de leyes verificadas experimentalmente, que simplifican en gran manera el análisis de circuitos con termopares [3].

6.1.3.1 Ley de los circuitos homogéneos

En un circuito de un único metal homogéneo, no se puede mantener una corriente termoeléctrica mediante la aplicación exclusiva de calor aunque se varíe la sección transversal del conductor.

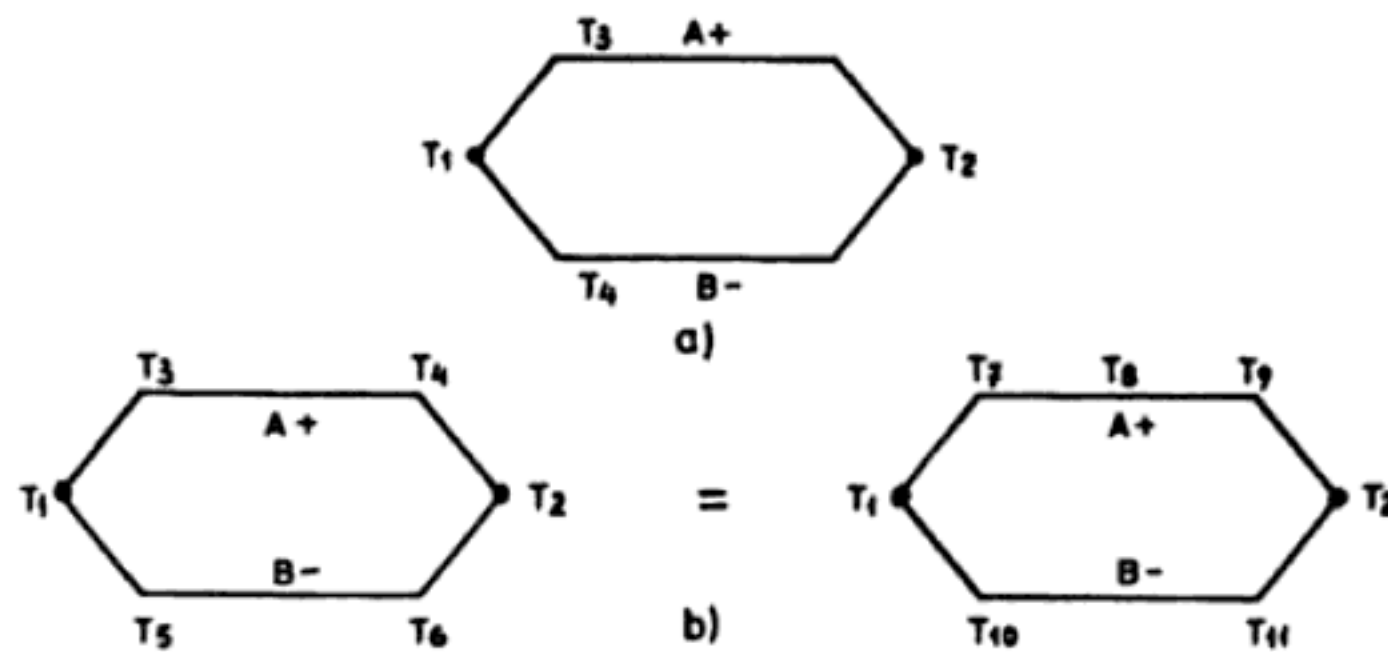


Figura 6.6 Ley de los circuitos homogéneos para termopares.

En la figura 6.6 se presenta el significado de esta ley. En la figura 6.6a las temperaturas T_3 y T_4 no cambian la f.t.e.m. debida a T_1 y T_2 . En particular, si $T_1 = T_2$ y se calientan A o B , no fluye corriente alguna. En otras palabras, las temperaturas intermedias a que pueda estar sometido cada conductor no alteran la f.t.e.m. debida a una determinada diferencia de temperatura entre las uniones (figura 6.6b). Sin embargo, esto no significa que si hay distintas temperaturas a lo largo de un circuito se tengan que emplear necesariamente hilos de extensión largos iguales a los del termopar. Se emplean los denominados cables de compensación, los cuales son de metales que, siendo más económicos que los del termopar, no presentan f.t.e.m. significativas. Son, sin embargo, de 3 a 4 veces más caros que los cables de cobre.

6.1.3.2 Ley de los metales intermedios

La suma algebraica de las f.t.e.m. en un circuito compuesto de un número cualquiera de metales distintos es cero si todo el circuito está a una temperatura uniforme. Esto significa que se puede intercalar un instrumento de medida sin añadir errores, siempre y cuando las nuevas uniones estén a la misma temperatura (figura 6.7). El instrumento se puede intercalar en un conductor o en una unión. En el cuadro 6.4 se dan las fuerzas termoelectromotrices de diversos metales y aleaciones respecto al cobre, que es el elemento de conexión más común en circuitos electrónicos. El elevado valor correspondiente al óxido de cobre indica claramente la necesidad de mantener los contactos limpios.

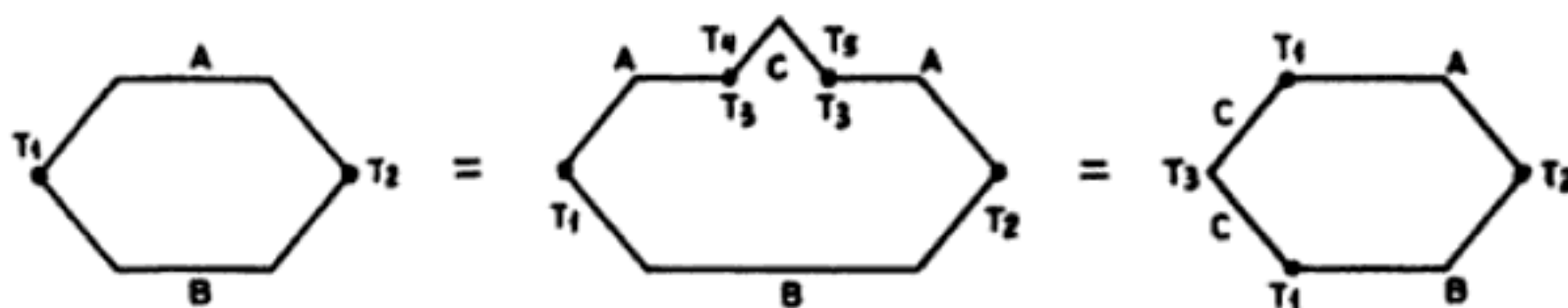


Figura 6.7 Ley de los metales intermedios en circuitos de termopares.

Cuadro 6.4 Fuerzas termoelectromotrices respecto al cobre. (La aleación Cd/Sn —70%/30%— se emplea para soldar a baja temperatura; la aleación Pb/Sn es el «estaño» normal para soldar; Kovar es la aleación de que están formadas las patillas de encapsulados metálicos TO-5 para circuitos integrados).

	Cu-Cu	Cu-Ag	Cu-Au	Cu-Cd/Sn	Cu-Pb/Sn	Cu-Si	Cu-Kovar	Cu-CuO
$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	< 0,2	0,3	0,3	0,3	1 - 3	400	40	1000

Un corolario de esta ley es que si se conoce la relación térmica de dos metales distintos con un tercero, se puede encontrar la relación entre los dos primeros (figura 6.8). Por lo tanto, no hace falta calibrar todos los posibles pares de metales para conocer la temperatura correspondiente a la f.t.e.m. detectada con un par determinado. Basta con conocer su comportamiento con un tercero. Se ha convenido en tomar el platino como referencia.

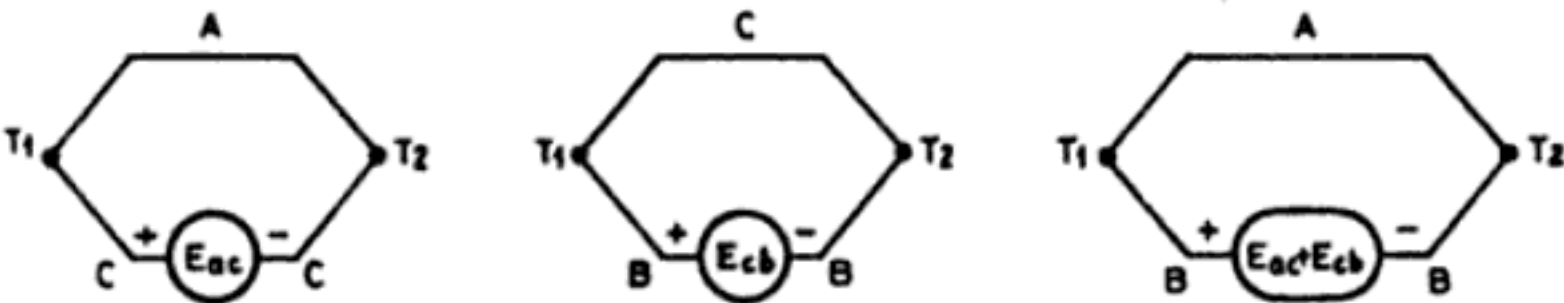


Figura 6.8 Corolario de la ley de los metales intermedios en circuitos de termopares.

6.1.3.3 Ley de las temperaturas sucesivas o intermedias

Si dos metales homogéneos distintos producen una f.t.e.m. E_1 cuando las uniones están a T_1 y T_2 , y una f.t.e.m. E_2 cuando las uniones están a T_2 y T_3 , la f.t.e.m. cuando las uniones estén a T_1 y T_3 será $E_1 + E_2$ (figura 6.9). Esto significa, por ejemplo, que la unión de referencia no tiene por qué estar a 0°C sino que puede usarse otra temperatura de referencia.

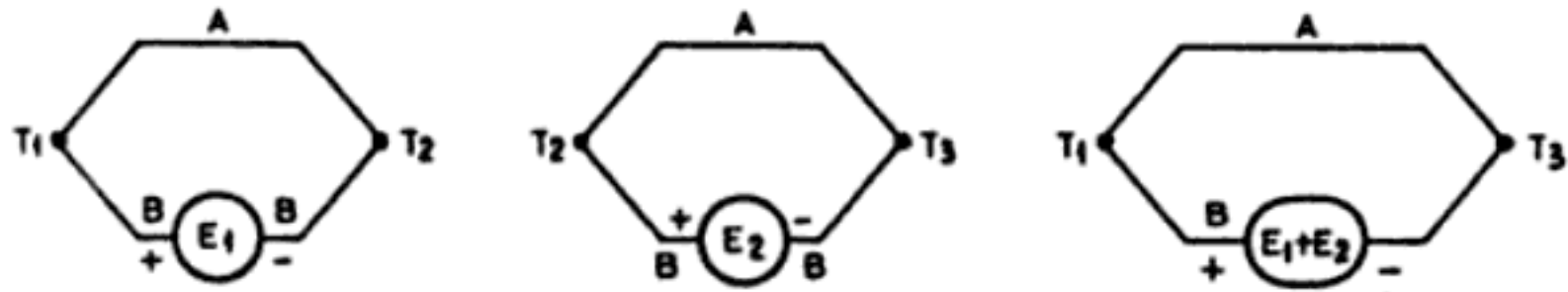


Figura 6.9 Ley de las temperaturas intermedias en circuitos de termopares.

Aplicando las leyes anteriores se pueden analizar fácilmente circuitos como los de la figura 6.10. En el caso *a* se trata de la conexión serie de varios termopares, constituyendo una termopila. Es fácil comprobar que aumenta la sensibilidad respecto al caso de un solo termopar. En el caso *b* la conexión es en paralelo, y se detecta la temperatura media si todos los termopares son lineales en el margen de medida y tienen la misma resistencia.

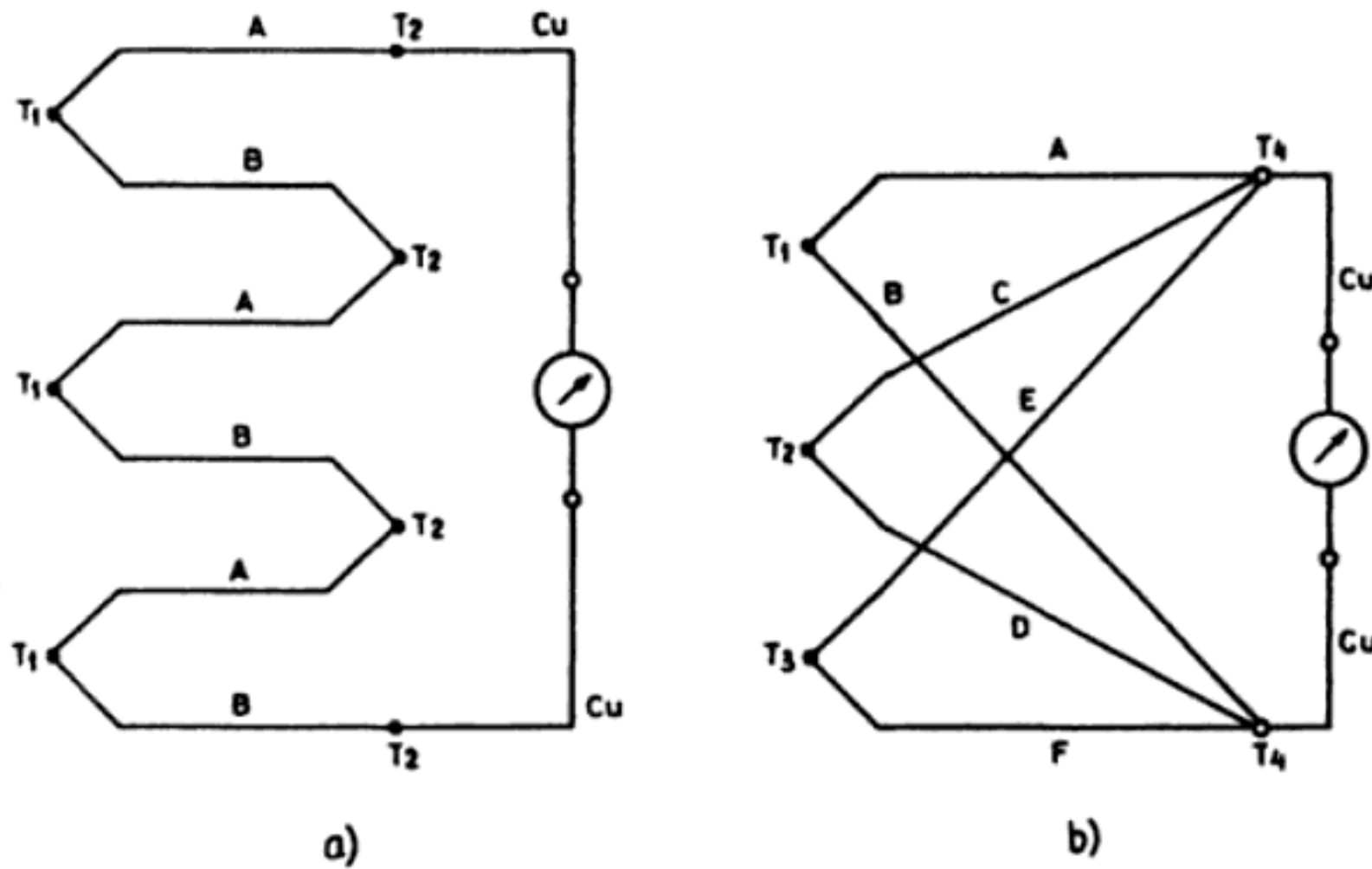


Figura 6.10 Conexión de termopares en serie (a) —termopila— y en paralelo (b).

6.1.4 Compensación de la unión de referencia en circuitos de termopares

Para aplicar el efecto Seebeck a la medida de temperaturas, es necesario mantener una de las uniones a una temperatura de referencia. Una solución consiste en disponer la unión de referencia en hielo fundente, tal como se indica en la figura 6.11. Es una solución de gran exactitud y facilidad de montaje, pero es de difícil mantenimiento y coste alto. Se puede mantener también la unión de referencia a una temperatura constante a base de emplear un refrigerador Peltier [12] [13] o un horno termostático. Pero, en cualquier caso, debe usarse mucho hilo de uno de los dos metales del termopar, y esto encarece la solución.

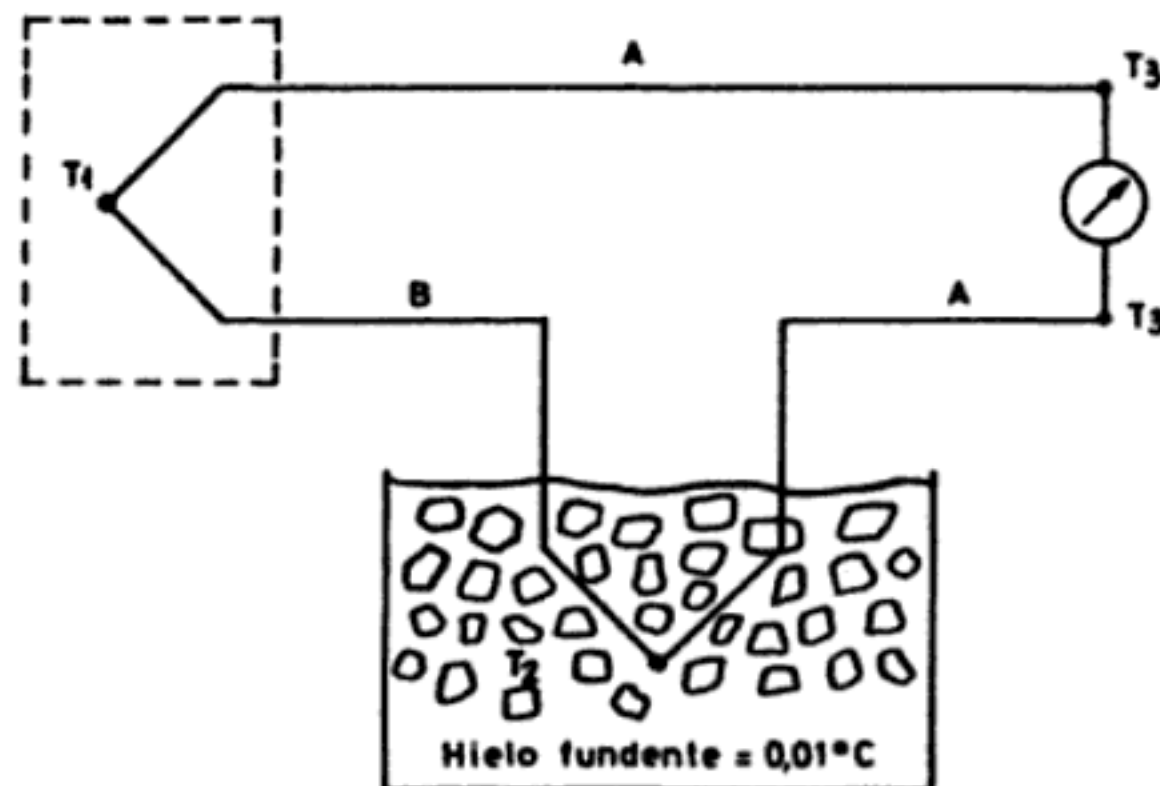


Figura 6.11 Medida de temperatura mediante termopares con una unión a temperatura de referencia constante.

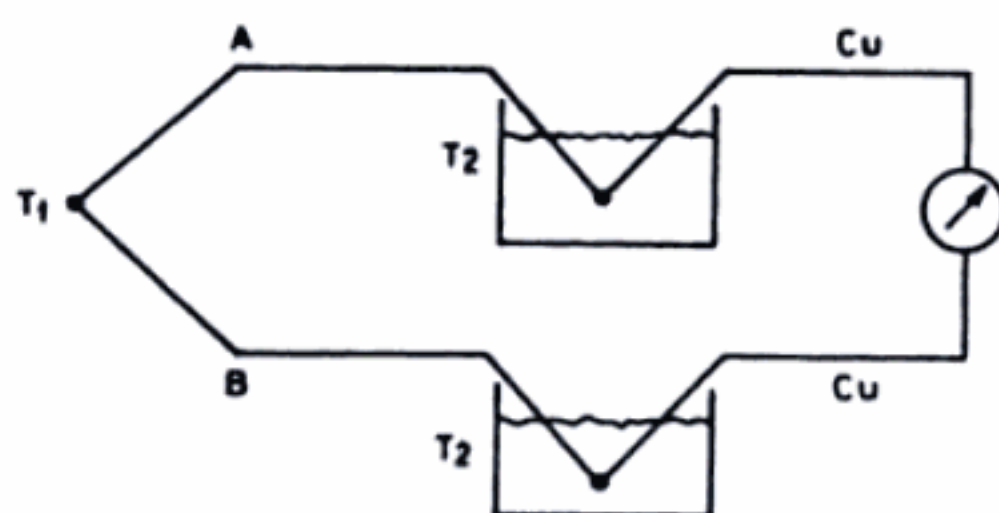


Figura 6.12 Medida de temperatura con dos uniones a temperatura constante, basada en hilos de conexión de metales comunes.

La solución de la figura 6.12 permite emplear un hilo de conexión más económico (cobre), si bien sigue siendo una solución cara por la necesidad de mantener una temperatura de referencia constante. Si el margen de variación de la temperatura ambiente es menor que la resolución deseada, puede dejarse la unión de referencia simplemente al aire. En caso contrario, se emplea la denominada compensación electrónica de la unión de referencia. Consiste (figura 6.13) en dejar que la unión de referencia sufra las variaciones de la temperatura ambiente, pero éstas se detectan con otro sensor de temperatura, dispuesto en la vecindad de la unión de referencia, y se suma una tensión igual a la generada en la unión fría. La tensión de alimentación del puente debe ser estable y puede ser, por ejemplo, la de una pila de mercurio o la de un generador electrónico de una tensión de referencia estable. Hay circuitos integrados que miden la temperatura ambiente y ofrecen una tensión de compensación para distintos termopares. El LT1025 se puede aplicar a termopares E, J, K, R, S y T. Los AD594 y AD595 integran, además de la compensación (para termopares J y K, respectivamente), un amplificador de instrumentación.

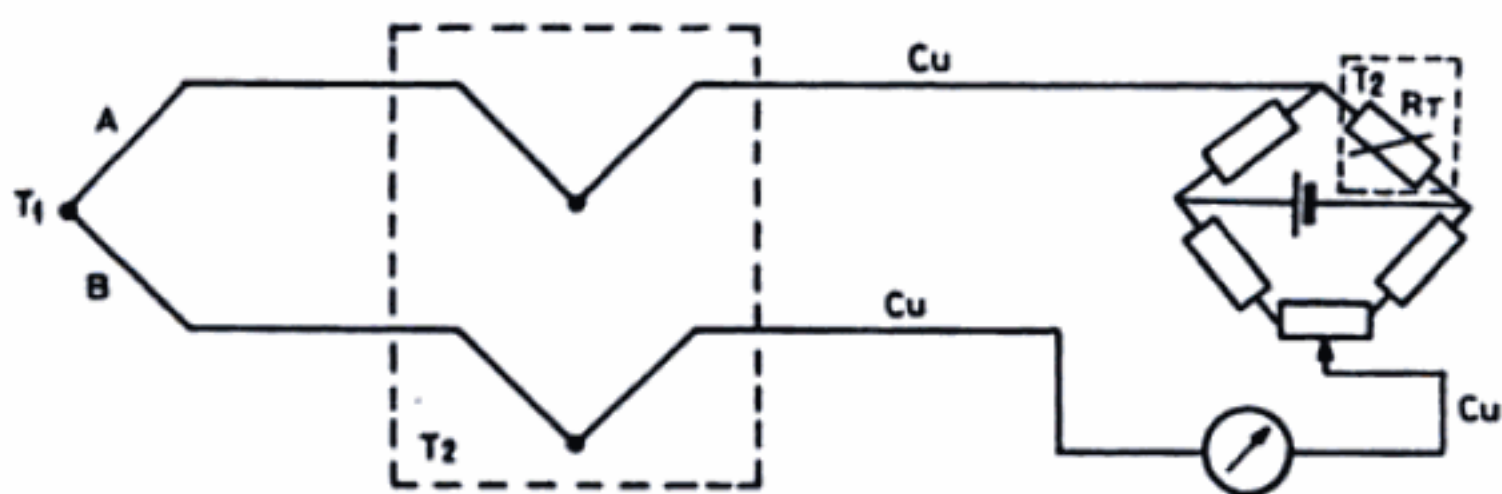


Figura 6.13 Compensación electrónica de la unión de referencia en un circuito de termopares: se miden las variaciones de temperatura ambiente con otro sensor y se suma una tensión igual a la generada en la unión fría.

Ejemplo. Se desea medir una temperatura con un termopar tipo J y compensación electrónica de la unión de referencia, mediante una NTC a temperatura ambiente, según el circuito de la figura E6.1. Diseñar el circuito para obtener una compensación en el margen de 10 a 40°C con un NTC de $B = 3546 \text{ K}$ y $10 \text{ k}\Omega$ a 25 °C.

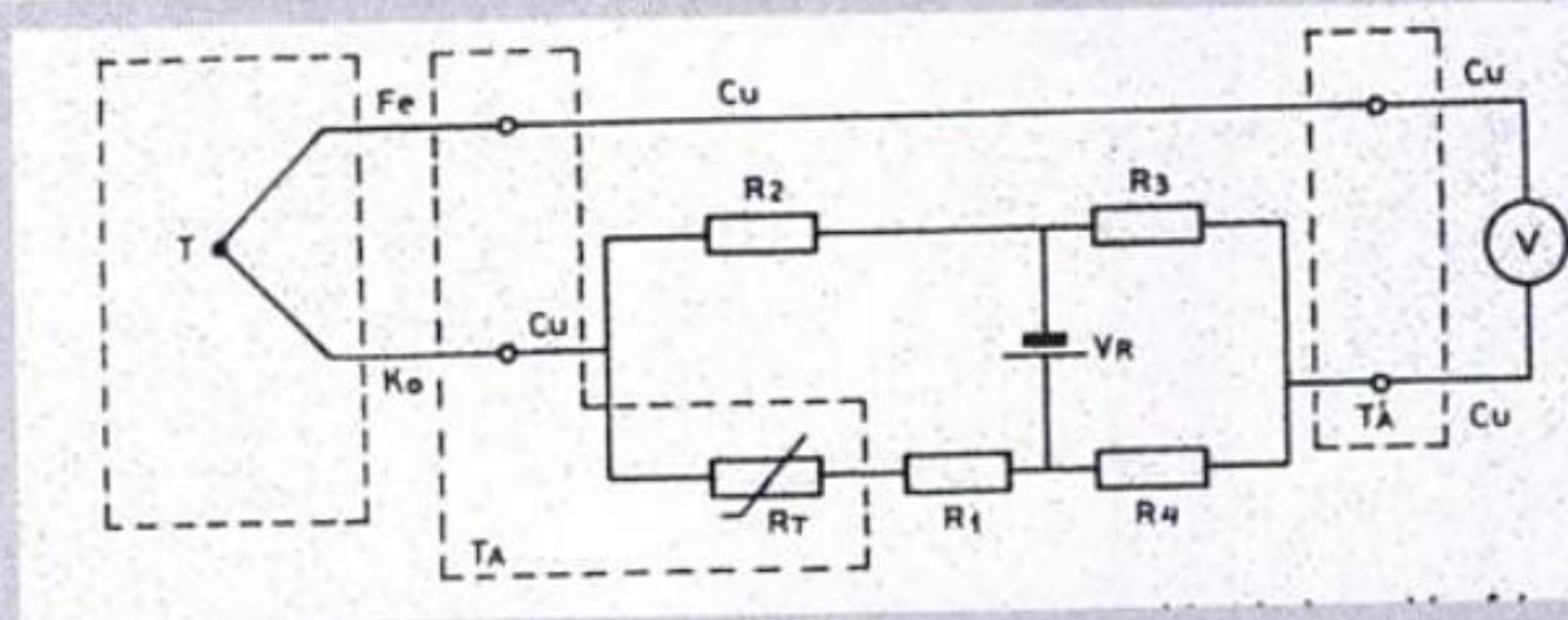


Figura E6.1 Circuito propuesto para la compensación de la unión fría.

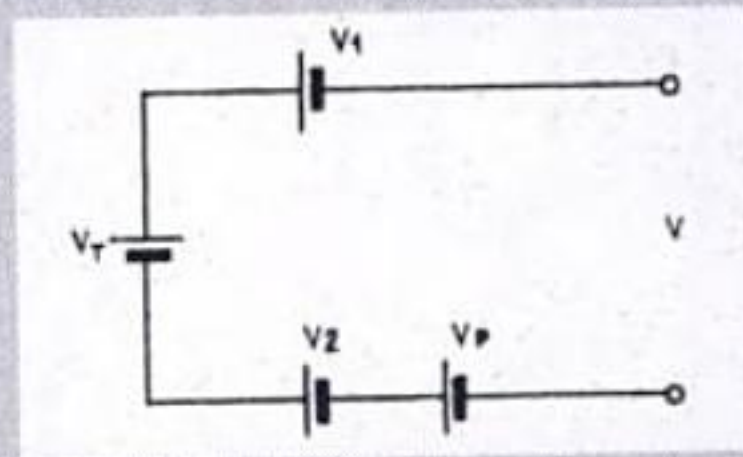


Figura E6.2 Circuito equivalente al de la figura E6.1, despreciando las resistencias de los hilos del termopar y del puente frente a la resistencia del voltímetro.

Considerando que por los hilos del termopar circularán corrientes muy débiles por ser muy alta la impedancia de entrada del voltímetro, el circuito equivalente para los termopares es el de la figura E6.2. Si la tensión de salida del puente es V_p , se tiene

$$V_T - V(\text{Fe/Cu}) I_{Ta} + V(\text{Ko/Cu}) I_{Ta} + V_p = V$$

y para que no influya la temperatura ambiente se desea

$$V = V_T$$

Ahora bien, por la ley de los metales intermedios, se tiene

$$-V(\text{Fe/Cu}) I_{Ta} + V(\text{Ko/Cu}) I_{Ta} = -V(\text{Fe/Ko}) I_{Ta} \approx -kT_a$$

donde $k \approx 52 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ es la sensibilidad del termopar J en el margen de 10 a 40°C supuesta constante (cuadro 6.2). Idealmente interesaría, pues, $V_p = kT_a$, es decir

$$\frac{dV_p}{dT} = k$$

y también $V_p(0^\circ\text{C}) = 0$. La salida real del puente es

$$V_p = -V_R \left[\frac{R'_1}{R'_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right]$$

donde $R'_1 = R_1 + R_0 \exp [B/T - B/T_0] = R_1 + A \exp (B/T)$.

La sensibilidad del puente es

$$\frac{dV_p}{dT} = V_R \frac{(BR_2/T_2) R_0 \exp [B/T - B/T_0]}{(R_1 + R_0 \exp [B/T - B/T_0] + R_2)}$$

que lejos de ser constante, es función de la temperatura. Es decir, el puente es no lineal. Si se elige como criterio que en el centro del margen donde se quiere compensar (25°C) se tenga la derivada deseada, se obtendrá

$$V_R \frac{(BR_2 298^2) R_0}{(R_1 + R_0 + R_2)^2} = k$$

Otra condición a imponer puede ser que a esta misma temperatura la salida del puente iguale exactamente la tensión de la unión de referencia, es decir, 1,3 mV (cuadro 6.2). Por lo tanto

$$1,3 \times 10^{-3} = -V_R \left[\frac{R'_1}{R'_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right]$$

Para que V_R sea estable se puede elegir una pila de mercurio (1,35 V). Para determinar el valor de las resistencias se puede elegir R_2 y entonces la ecuación de la pendiente determina R_1 (o al revés) y la salida a 25°C determina la relación R_3/R_4 . En el primer caso, por ejemplo, si $R_2 = 100 \Omega$ resulta

$$R_1 = 22.097 \Omega$$

$$R_3/R_4 = 2,15 \times 10^{-3}$$

6.2 SENSORES PIEZOELÉCTRICOS

6.2.1 Efecto piezoeléctrico

El efecto piezoeléctrico consiste en la aparición de una polarización eléctrica en un material al deformarse bajo la acción de un esfuerzo. Es un efecto reversible de modo que al aplicar una diferencia de potencial eléctrico entre dos caras de un material piezoeléctrico, aparece una deformación. Ambos efectos fueron descubiertos por Jacques y Pierre Curie en 1880-81.

La piezoelectricidad no debe confundirse con la ferroelectricidad, que es la propiedad de presentar un momento eléctrico dipolar (espontáneo o inducido). Todos los materiales ferroeléctricos son piezoeléctricos, pero no al revés. Mientras la piezoelectricidad está relacionada con la estructura cristalina (iónica), el ferromagnetismo está relacionado con el espín de los electrones.

La descripción de la interrelación entre las magnitudes eléctricas y las mecánicas en un material piezoeléctrico se hace mediante las denominadas ecuaciones

piezoeléctricas. Con la notación de la figura 6.14a, donde se han dispuesto dos placas metálicas de manera que se constituye un condensador, se tiene, *para un material dieléctrico no piezoeléctrico*, que al aplicar una fuerza F , según la ley de Hooke (apartado 2.2), en el margen elástico aparece una deformación

$$S = s T \quad (\epsilon = \sigma / E) \quad (2.1)$$

donde $1/s$ es el módulo de Young (E) y T es el esfuerzo (f/A).

Al aplicar una diferencia de potencial entre las placas, se crea un campo eléctrico \bar{E} , y se cumple

$$\bar{D} = \epsilon \bar{E} = \epsilon_0 \bar{E} + \bar{P} \quad (2.2)$$

donde \bar{D} es el vector desplazamiento (o densidad de flujo eléctrico), ϵ es la constante dieléctrica, $\epsilon_0 = 8,85 \text{ pF/m}$ es la permitividad del vacío y \bar{P} es el vector polarización.

Para un material piezoeléctrico unidireccional, con campo, esfuerzo, etc., en la misma dirección, de acuerdo con el principio de conservación de la energía, a baja frecuencia (campos cuasiestáticos) se cumple

$$D = d T + \epsilon^T E \quad (2.3)$$

$$S = s^E T + d' E \quad (2.4)$$

donde ϵ^T es la permitividad a esfuerzo constante y s^E es la compliancia a campo constante. Es decir, respecto a un material no piezoeléctrico, aparece una deformación debida también al campo eléctrico y una carga eléctrica debida al esfuerzo mecánico (las cargas desplazadas en el interior del material inducen en las placas cargas superficiales de polaridad opuesta).

Si el área superficial no cambia por el esfuerzo aplicado (cosa que no sucede

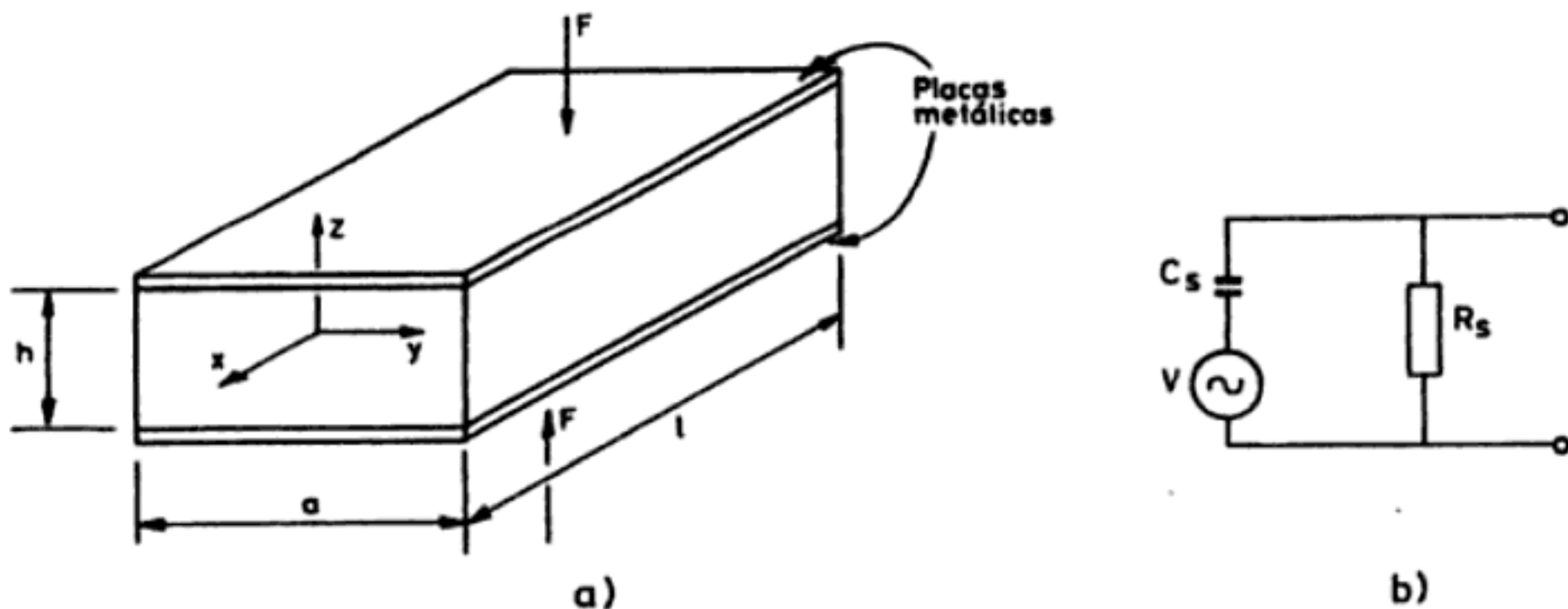


Figura 6.14 a) Parámetros empleados para las ecuaciones piezoeléctricas. b) Circuito equivalente cuando se mide la tensión generada.

Con esta notación, si no hay efecto piezoeléctrico se tiene

$$[S_i] = [s_{ij}] \cdot [T_j] \quad \begin{matrix} i = 1, 2, 3 \\ j = 1, \dots, 6 \end{matrix} \quad (2.8)$$

$$[D_i] = [\epsilon_{ij}] \cdot [E_j] \quad i, j = 1, 2, 3 \quad (2.9)$$

Cuando hay efecto piezoeléctrico, las ecuaciones piezoeléctricas son

$$[S_i] = [s_{ij}] \cdot [T_j] + [d_{ik}] \cdot [E_k] \quad (2.10)$$

$$[D_l] = [\epsilon_{lm}] \cdot [E_m] + [d_{ln}] \cdot [T_n] \quad (2.11)$$

donde $j, n = 1, \dots, 6$, e $i, k, l, m = 1, 2, 3$.

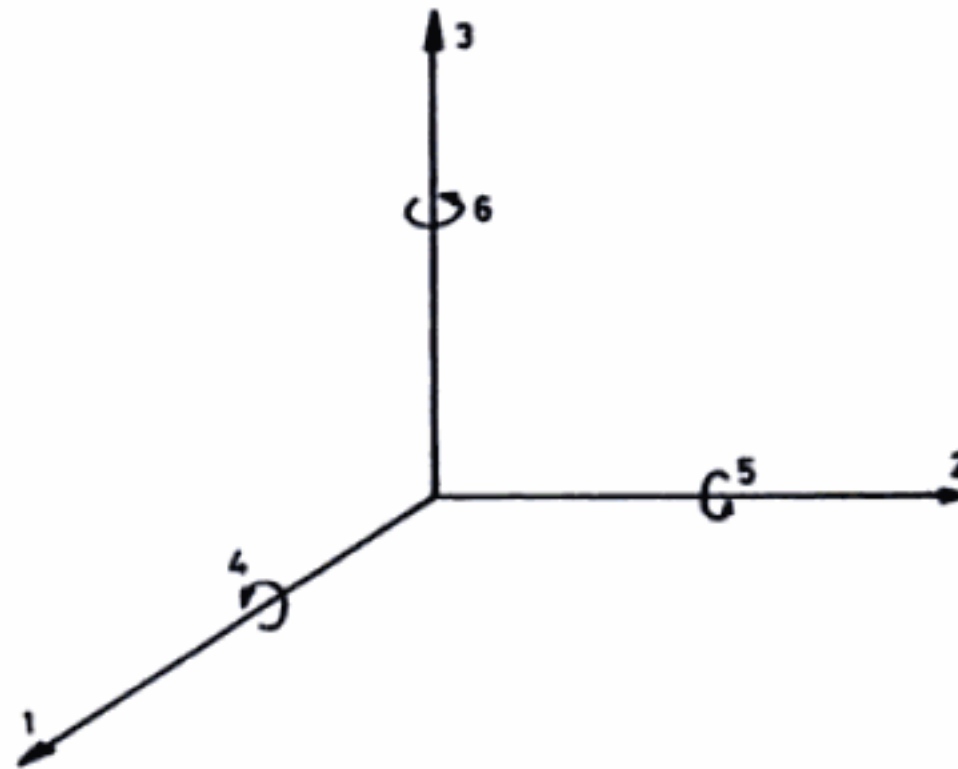


Figura 6.15 Convenio para los índices que indican las direcciones en un material piezoeléctrico.

Los coeficientes d_{ij} son las constantes piezoeléctricas, que relacionan el campo eléctrico en la dirección i con la deformación en la dirección j y, a la vez, la densidad superficial de carga en la superficie normal a la dirección i con los esfuerzos en la dirección j . Se cumple que $d_{ij} = d_{ji}$ y $\epsilon_{lm} = 0$ siempre que $l \neq m$.

Se cumple también

$$d_{ij} = \epsilon_i g_{ij} \quad (2.12)$$

Para el coeficiente de acoplamiento k se emplea el mismo convenio.

Ejemplo. Para el material PXE 5 (Philips) se tiene

Constantes piezoeléctricas de carga	Constantes piezoeléctricas de tensión	Coefficiente de acoplamiento
$d_{33} = 384 \text{ pC/N}$	$g_{33} = 24,2 \times 10^{-3} \text{ Vm/N}$	$k_{33} = 0,70$
$d_{31} = 169 \text{ pC/N}$	$g_{31} = 10,7 \times 10^{-3} \text{ Vm/N}$	$k_{31} = 0,34$
$d_{15} = 515 \text{ pC/N}$	$g_{15} = 32,5 \times 10^{-3} \text{ Vm/N}$	$k_{15} = 0,66$

Esto significa, por ejemplo, que al aplicar un esfuerzo de torsión de 1 N/m^2 alrededor del eje 2 (dirección «5»), en dos placas metálicas dispuestas sobre las dos caras del material en la dirección 1 se induce una densidad de carga de 515 pC/m^2 .

6.2.2 Materiales piezoeléctricos

Las propiedades piezoeléctricas se manifiestan en 20 de las 32 clases cristalográficas, aunque en la práctica se usan sólo unas pocas, y también en materiales amorfos ferroeléctricos. De aquellas 20 clases, sólo 10 tienen propiedades ferroeléctricas.

En cualquier caso, todos los materiales piezoeléctricos son necesariamente anisótropos. En la figura 6.16 se muestra por qué debe ser así. En el caso *a* hay simetría central, y al aplicar un esfuerzo no aparece polarización eléctrica. En el caso *b*, en cambio, aparece una polarización paralela al esfuerzo, mientras que en el caso *c* aparece una polarización en dirección perpendicular al esfuerzo.

Entre los materiales piezoeléctricos naturales, los de uso más frecuente son el cuarzo y la turmalina. De las sustancias sintéticas, las que han encontrado mayor aplicación no son monocristalinas sino cerámicas. En ellas hay muchos monocristales pequeños (del orden de $1 \mu\text{m}$), con una gran compacidad. Estas cerámicas

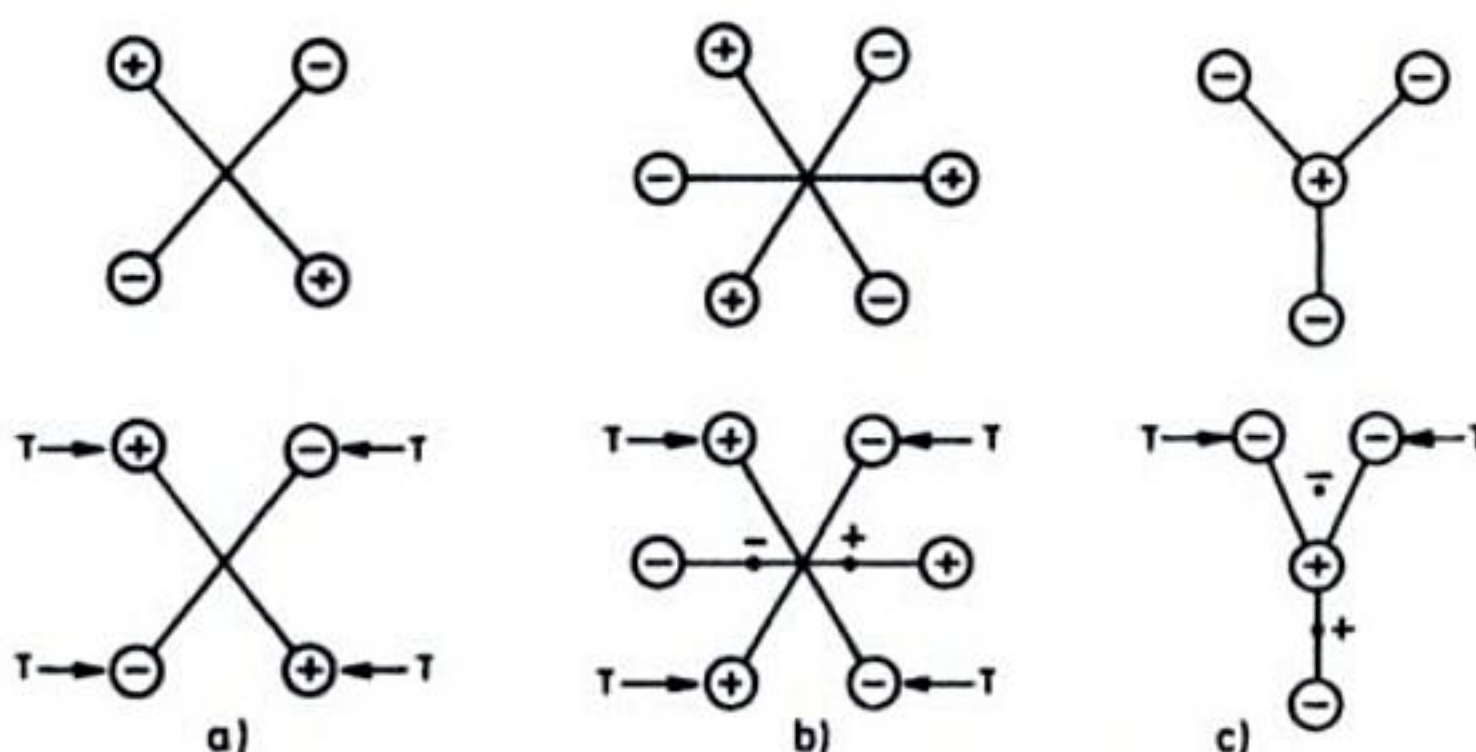


Figura 6.16 Efectos de un esfuerzo mecánico en diferentes moléculas según su simetría [4].
a) Si hay simetría central no se produce polarización. *b)* Polarización paralela al esfuerzo.
c) Polarización perpendicular al esfuerzo.

son ferroeléctricas y para orientar los monocristales por igual (polarizarlos) se someten a un campo eléctrico durante su fabricación. La diferencia de potencial aplicada depende del espesor, pero se crean campos del orden de 10 kV/cm, cuando están un poco por encima de la temperatura de Curie (a temperaturas más altas son demasiado conductoras). Luego se enfrían manteniendo aplicado el potencial. Al cesar éste, los monocristales no se pueden desordenar totalmente de nuevo debido a las tensiones mecánicas acumuladas, y queda una polarización remanente.

Las cerámicas piezoeléctricas tienen gran estabilidad térmica y física, pueden fabricarse en muy distintas formas y con un amplio margen de valores en las propiedades de interés (constante dieléctrica, coeficientes piezoeléctricos, temperatura de Curie, etc.). Su principal desventaja es la sensibilidad térmica de sus parámetros y su susceptibilidad a envejecer (pérdida de propiedades piezoeléctricas) si su temperatura se acerca a la de Curie. Las más empleadas son los titanatos-circonatos de plomo (PZT), el titanato de bario y el metaniobato de plomo.

Algunos polímeros que carecen de simetría central también presentan propiedades piezoeléctricas de magnitud suficiente para que tengan interés en diversas aplicaciones donde, por la forma y tamaños necesarios, sería imposible utilizar otros sólidos. El fluoruro de polivinilideno (PVF₂ o PVDF) es el más conocido. Su coeficiente piezoeléctrico de tensión es unas cuatro veces mayor que el del cuarzo.

Para mejorar las propiedades mecánicas de los sensores piezoeléctricos, en particular su impedancia acústica, se emplean los denominados «composites» piezoeléctricos, que son sistemas heterogéneos de dos o más fases diferentes de las que al menos una es activa piezoeléctricamente. En el cuadro 6.5 se resumen las principales propiedades de algunos materiales piezoeléctricos de uso común.

6.2.3 Aplicaciones

La aplicación del efecto piezoeléctrico a la detección de magnitudes mecánicas basándose en las ecuaciones (2.10) y (2.11) está sujeta a una serie de limitaciones. En primer lugar, la resistencia eléctrica que presentan los materiales piezoeléctricos, si bien es muy grande en algunos casos, nunca es realmente infinita, por lo

Cuadro 6.5 Algunas propiedades de materiales piezoeléctricos de uso común.

Parámetro unidad	Densidad kg · m ⁻³	T _c °C	ϵ_{11}^T	ϵ_{33}^T	d pC/N	Resistividad Ω · cm
Cuarzo	2649	550	4,52	4,68	d_{11} 2,31 d_{14} 0,73	≈ 10 ¹⁴
PZT	7500-7900	193-490		425-1900	d_{33} 80-593	≈ 10 ¹³
PVDF (Kynar)	1780	—		12	d_{31} 23	≈ 10 ¹⁵

que al aplicar un esfuerzo constante se generará inicialmente una carga que inevitablemente será drenada al cabo de un cierto tiempo. Por lo tanto, no hay respuesta en continua.

Un aspecto adicional de la respuesta frecuencial es que presenta un pico de resonancia muy fuerte, pues al aplicarles un esfuerzo mecánico variable la única fuente de amortiguamiento es el propio rozamiento interno en el material. Esto obliga a trabajar siempre a frecuencias muy por debajo de la frecuencia de resonancia mecánica. En la figura 6.17 se presenta la respuesta frecuencial de una gama de acelerómetros piezoeléctricos aplicados a la medida de vibraciones. La respuesta es de segundo orden, subamortiguada (apartado 1.5.3.), por lo que la sensibilidad es mucho mayor a la frecuencia de resonancia que a frecuencias inferiores. En consecuencia, hay que filtrar la salida del sensor para no saturar el amplificador. La banda con respuesta plana depende de la sensibilidad, pero en ningún caso hay respuesta en continua. En [15] se describe un método para ampliar el margen de utilización de sensores piezoeléctricos hasta la frecuencia de resonancia. Consiste en utilizar realimentación electromecánica, basada en la reversibilidad del efecto piezoeléctrico, obteniendo así un amortiguamiento adicional.

Otra limitación es que los coeficientes piezoeléctricos son sensibles a la temperatura, y, además, por encima de la temperatura de Curie todos los materiales dejan de ser piezoeléctricos. Esta temperatura es característica de cada material, y a veces es inferior incluso a las temperaturas propias de muchos ambientes industriales. El cuarzo se emplea hasta 260°C y la turmalina hasta 700°C . Algunos materiales que presentan efecto piezoeléctrico son delicuescentes, por lo que no son apropiados para sensores.

La impedancia de salida que presentan los materiales piezoeléctricos es alta (condensador muy pequeño con alta resistencia de fugas), por lo que para medir la señal generada hay que emplear amplificadores electrométricos o de carga (ca-

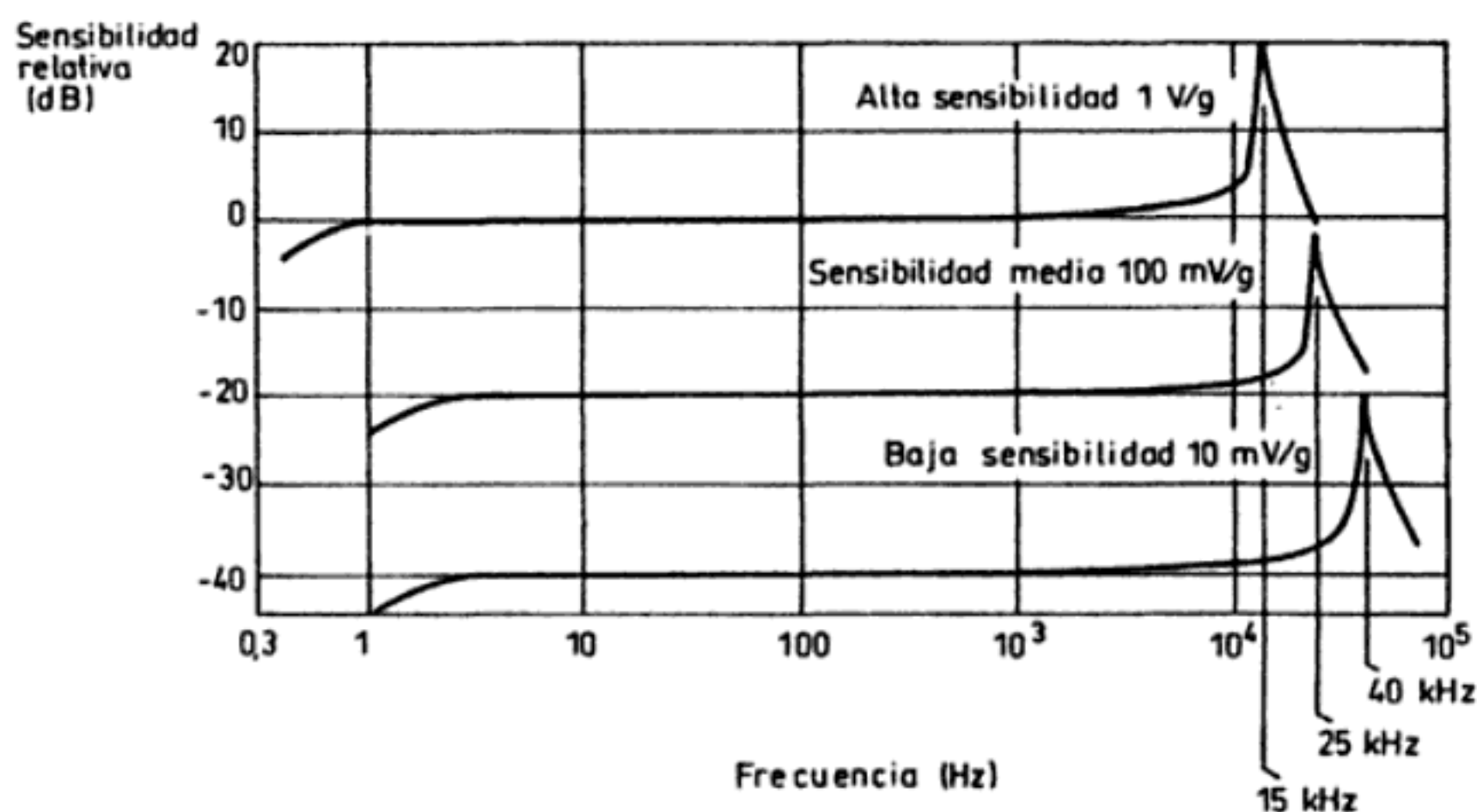


Figura 6.17 Respuesta frecuencial de una gama de acelerómetros piezoeléctricos donde se ve la gran amplitud de la resonancia, la ausencia de respuesta en continua y la dependencia entre la banda pasante y la sensibilidad (Documentación Wilcoxon).

pítulo 7). Algunos sensores incorporan ya el amplificador, pero los componentes electrónicos limitan el margen de temperaturas de utilización.

Entre las ventajas de los sensores piezoeléctricos, la primera es su alta sensibilidad, obtenida muchas veces con bajo coste. En segundo lugar cabe señalar su alta rigidez mecánica, pues las deformaciones experimentadas son inferiores a $1 \mu\text{m}$. Esta alta impedancia mecánica es muy conveniente para la medida de variables esfuerzo (fuerza, presión). Según lo visto en el capítulo 1 [ecuación (5.20)], la alta rigidez confiere un margen de frecuencias de medida elevado. Su pequeño tamaño (puede ser inferior a 1 mm) y la posibilidad de tener dispositivos con sensibilidad unidireccional, son también cualidades de interés en muchas aplicaciones y en particular en la medida de vibraciones.

En la figura 6.18 se presentan varios ejemplos simplificados de utilización del efecto piezoeléctrico a baja frecuencia [5]. En la figura 6.18a, no se aplica fuerza y se aplica una tensión V . En consecuencia, el material se deforma. Dado que $T = 0$, a partir de (2.4) se obtiene

$$S = d E \quad (2.13)$$

Con la notación de la figura 6.14a, pero con la fuerza aplicada en dirección longitudinal (x), se tendrá

$$\frac{\Delta l}{l} = d \frac{V}{h} \quad (2.14)$$

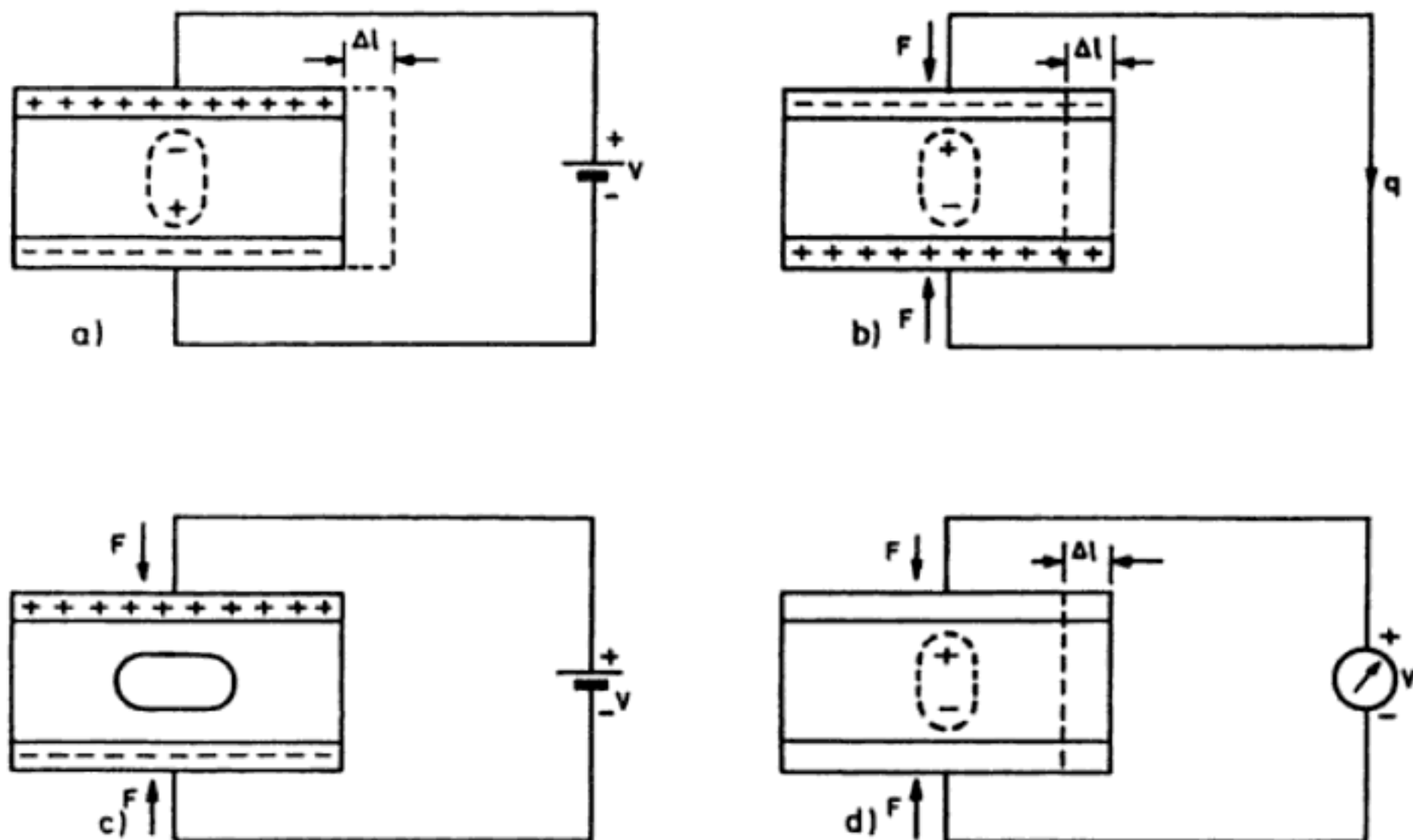


Figura 6.18 Diversos modos de aplicar el efecto piezoeléctrico a baja frecuencia [5]. En cada caso hay una magnitud nula. En el caso a es el esfuerzo ($T = 0$); en el caso b, el campo eléctrico ($E = 0$); en el caso c la deformación ($S = 0$), y en el caso d la densidad de carga ($D = 0$).

A partir de (2.3) se obtiene

$$D = \epsilon^T E \quad (2.15)$$

es decir, aparece una polarización como en un condensador normal. Esta disposición se aplica a la generación de pequeños desplazamientos, por ejemplo para situar pequeños espejos en láseres y para posicionar muestras en microscopios de barrido de efecto túnel [16] [17].

En la figura 6.18b, se cortocircuitan las placas metálicas y se aplica una fuerza F . El resultado es que aparece una polarización porque migran cargas de una a otra cara. Como $E = 0$, de (2.3) se deduce

$$D = d T \quad (2.16)$$

La carga obtenida será

$$q = D l a = l a d \frac{F}{h a} = \frac{d l}{h} F \quad (2.17)$$

Como en cualquier sólido, habrá una compresión dada por

$$S = s^E T \quad (2.18)$$

Esta disposición se aplica a la medida de vibraciones, fuerzas, presiones y deformaciones.

En la figura 6.18c, la deformación es nula porque se aplica una fuerza F justo para compensar el campo E que aparece al aplicar una tensión. Así pues, $S = 0$, y de (2.4) se deduce

$$0 = s^E T + d E \quad (2.19)$$

y de aquí

$$F = - \frac{a d}{s^E} V \quad (2.20)$$

La carga inducida en cada placa se obtiene a partir de (2.3), y será

$$D = \frac{q}{a l} = d T + \epsilon^T E = d \frac{F}{a h} + \epsilon^T \frac{V}{h} \quad (2.21)$$

$$q = V \frac{a l}{h} [\epsilon^T - d^2 / s^E] \quad (2.22)$$

El término entre corchetes se designa ϵ^S , y muestra que la constante dieléctrica se reduce debido al efecto piezoeléctrico.

En circuito abierto, figura 6.18d, no puede haber transferencia de carga (aunque siempre hay una cierta fuga a través del voltímetro) y, por lo tanto, aunque se aplique un esfuerzo, $D = 0$. De (2.3) se deduce

$$0 = d T + \epsilon^T E \quad (2.23)$$

$$V = -\frac{d h T}{\epsilon^T} - \frac{d F h}{a h \epsilon^T} = -\frac{d F}{a \epsilon^T} \quad (2.24)$$

La deformación producida será

$$S = s^E T + d E = s^E \frac{F}{a h} + d \frac{V}{h} \quad (2.25)$$

$$\frac{\Delta l}{l} = \frac{F}{a h} \left[s^E - \frac{d^2}{\epsilon^T} \right] \quad (2.26)$$

El término entre corchetes se designa ahora s^D , e indica que debido al efecto piezoeléctrico aumenta la rigidez del material. Esta disposición se aplica en sistemas de ignición de gases.

La aplicación de la disposición de la figura 6.18b a la medida de fuerzas, presiones y movimientos (con un sistema masa-resorte) es simple, y muy similar para las tres magnitudes citadas. En la figura 6.19 se han representado los tres tipos de sensores de forma esquemática. Esta similitud hace que los sensores respondan de hecho a las tres magnitudes, por lo que se recurre a diseños especiales que minimizan este tipo de interferencias. En la figura 6.20 se da el esquema de un sensor de

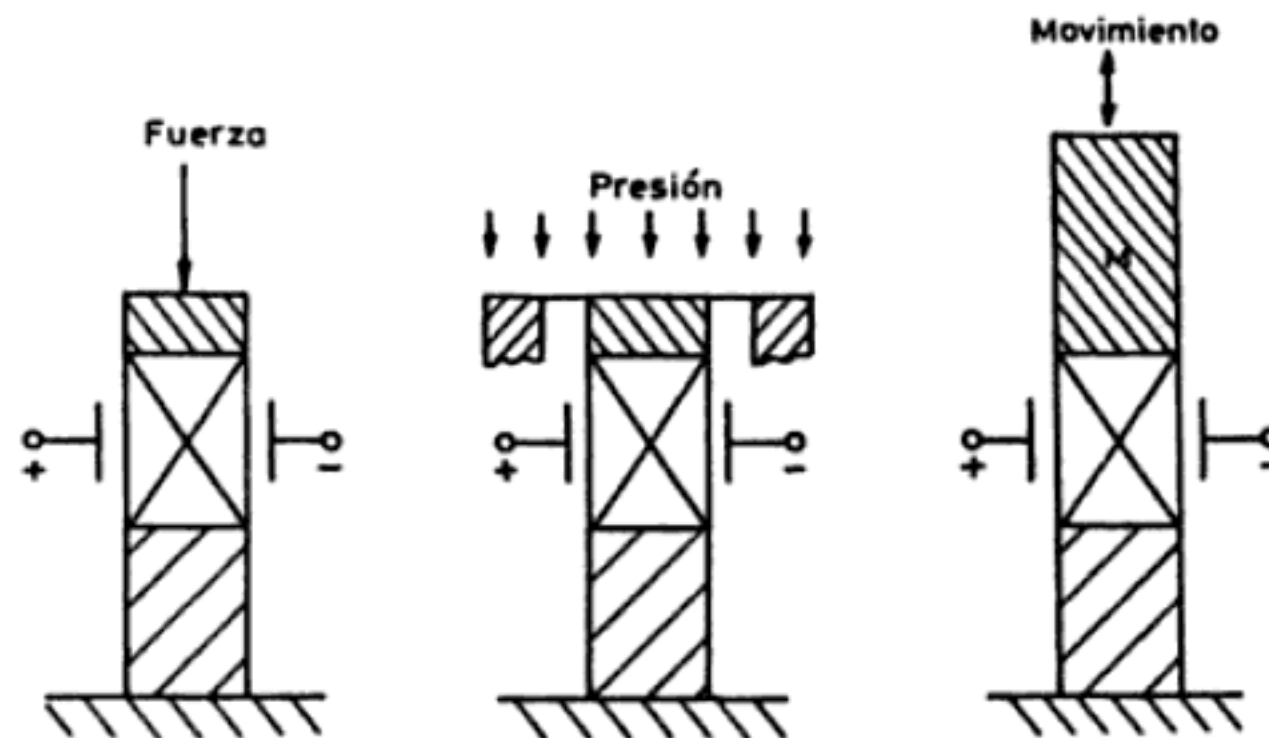


Figura 6.19 Representación esquemática de un sensor de fuerza, un sensor de presión y uno de movimiento, basados en un elemento piezoeléctrico (Documentación PCB Piezotronics).

Cuadro 6.7 Características del acelerómetro piezoeléctrico, modelo 508 con preamplificador interno (Documentación BBN Instruments).

Parámetro	Valor	Unidad
Sensibilidad	10 ± 0,5	mV/g
Sensibilidad transversal	< 5	%
Respuesta frecuencial		
Dentro de ± 5%	3 a 15.000	Hz
Dentro de ± 3 dB	1 a 35.000	Hz
Ruido total equivalente	0,0015	g
Linealidad (hasta 150 g)	± 1	%
Margen de temperatura	- 65 a + 250	°F
	(-54 a + 121)	°C
Choque	10.000	g
Impedancia salida a 100 Hz	1000	Ω
Peso	< 12	g

ciones características), en interruptores para teclados y a la clasificación y recuento de vehículos en carreteras.

6.3 SENSORES PIROELÉCTRICOS

6.3.1 Efecto piroeléctrico

El efecto piroeléctrico es análogo al piezoeléctrico, pero en lugar de la aparición de cargas eléctricas cuando se deforma un material, aquí se trata de la aparición de cargas superficiales en una dirección determinada cuando el material experimenta un cambio de temperatura. Estas cargas son debidas al cambio de su polarización espontánea al variar la temperatura. Recibió este nombre de D. Brewster en 1824, pero es conocido desde hace más de 2000 años [6].

Si el cambio de temperatura, Δ*T*, es uniforme en todo el material, el efecto piroeléctrico se describe mediante el coeficiente piroeléctrico, \bar{p} , que es un vector, de la forma

$$\Delta \bar{P} = \bar{p} \Delta T \tag{3.1}$$

donde \bar{P} es la polarización espontánea.

Este efecto se aplica sobre todo a la detección de radiación térmica a temperatura ambiente (apartado 6.3.3). Para ello se disponen dos electrodos metálicos en dirección perpendicular a la de polarización, formándose un condensador que actúa como sensor térmico. Cuando el detector absorbe radiación cambia su temperatura y con ella su polarización, produciendo una carga superficial en las placas del condensador.

Si el área donde incide la radiación es *A* y el grosor del detector, *b*, es suficientemente pequeño para poder suponer que los gradientes de temperatura en él son despreciables, la carga inducida será

El máximo de emisión para el cuerpo negro ocurre a

$$\lambda_M = \frac{2896}{T} \mu\text{m} \quad (3.10)$$

que es la expresión de la ley del desplazamiento de Wien (quien la obtuvo antes de que se conociera la ley de Planck). Indica que el máximo se produce a una longitud de onda tanto menor cuanto más elevada sea la temperatura. El cuerpo humano, por ejemplo, supuesta su superficie a 300 K, tiene el máximo de emisión a 9,6 μm (zona del infrarrojo medio). En cambio el sol, a 6000 K, tienen su emisión máxima a 483 nm (azul).

El flujo total de energía (potencia) emitida por el cuerpo negro por unidad de superficie se obtiene integrando (3.9) para todas las longitudes de onda. En un semiplano (ángulo sólido 2π), el flujo total emitido es

$$W = \sigma T^4 \quad (3.11)$$

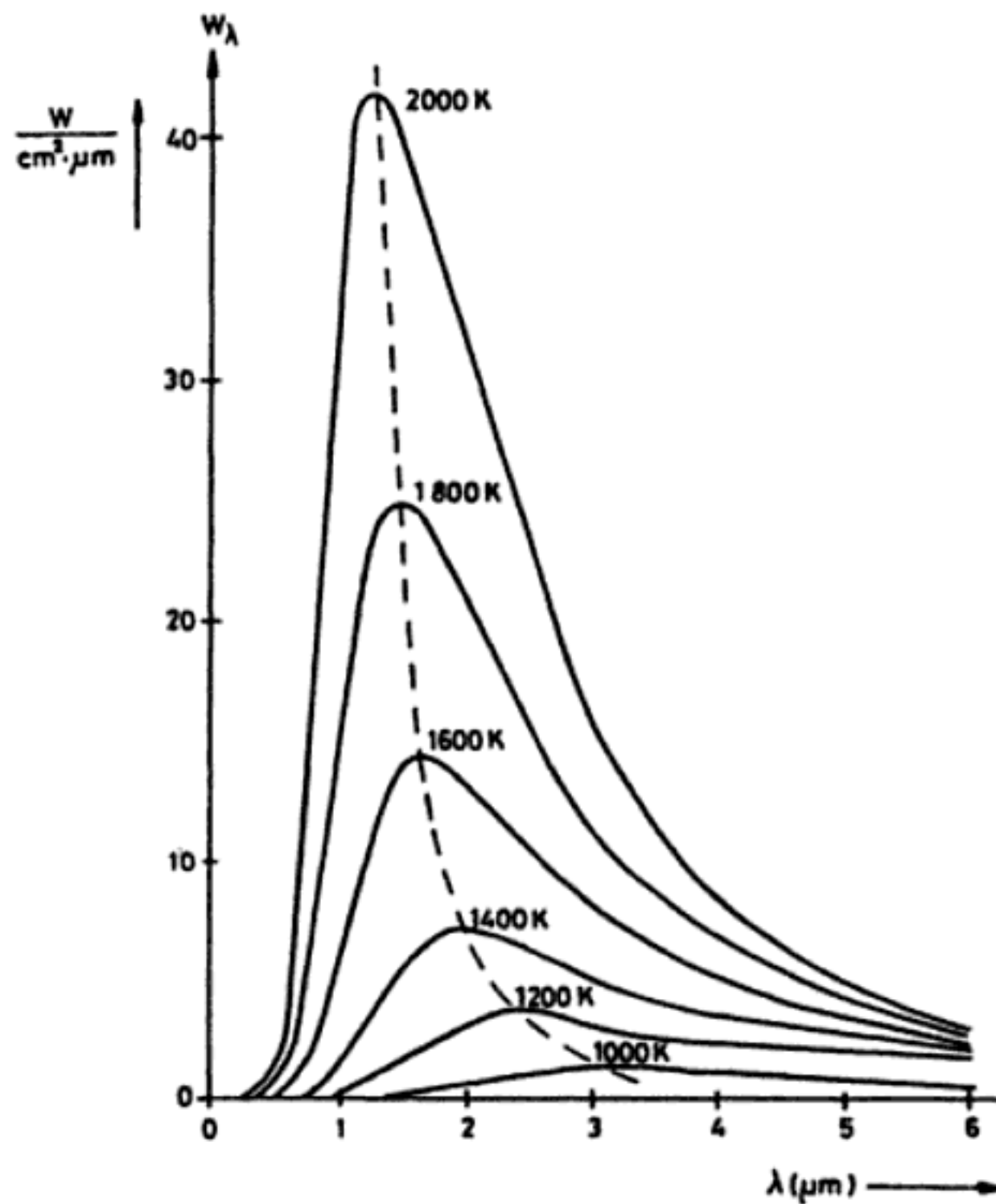


Figura 6.21 Flujo de energía por unidad de área emitido por el cuerpo negro a distintas temperaturas y para distintas longitudes de onda (ley de Planck). La línea a trazos pasa a través de los máximos (ley de Wien).

Es proporcional, pues, a la cuarta potencia de la temperatura absoluta. σ es la constante de Stefan-Boltzmann y vale $5,67 \times 10^{-12} \text{ W/cm}^2 \text{ K}^4$.

Al incidir esta radiación en un objeto, parte es absorbida. Si la absorción es elevada, el aumento de temperatura que sufre el objeto puede ser notable, y en ello se basan los detectores de radiación térmicos: bolómetros (RTD, termistores, piroeléctricos) y termopilas. En cambio, en los detectores cuánticos (fotoconductores, fotovoltaicos), los fotones incidentes liberan electrones que provocan un cambio de resistencia o de la tensión de contacto en una unión *p-n*.

La presencia de vapor de agua, anhídrido carbónico y ozono en el aire, la dispersión producida por partículas de polvo, etc., hacen que la radiación recibida por los detectores difiera de la emitida. Para resolver el problema del desconocimiento de la emisividad real del cuerpo que emite radiación, se emplean pirómetros de dos colores (o dos longitudes de onda). La radiación procedente del cuerpo se divide en dos partes iguales, y cada una de ellas es filtrada con un filtro óptico centrado en una longitud de onda distinta. La radiación que emerge del filtro es llevada a un detector respectivo de banda estrecha centrada en las mismas longitudes de onda del filtro. Si las dos longitudes de onda son suficientemente próximas, la emisividad es la misma en cada caso, y el cociente de la salida de los detectores depende de la temperatura, pero no de la emisividad. El diseño detallado de sistemas radiométricos está descrito en [18].

6.3.4 Aplicaciones

Según lo expuesto, la aplicación más inmediata del efecto piroeléctrico en sensores es la detección de radiación térmica a temperatura ambiente. En consecuencia, se ha aplicado en pirómetros (medida de temperatura a distancia en hornos, vidrio o metal fundido, o simplemente para determinar las pérdidas de calor en edificios), radiómetros (medida de la potencia generada por una fuente de radiación), analizadores de *IR*, detectores de CO_2 y otros gases que absorben radiación *IR*, detección de la radiación *IR* emitida por el cuerpo humano (para detección de intrusos y de presencia en sistemas de encendido automático de la iluminación o calefacción en viviendas, apertura de puertas, reclamos publicitarios), detección de pulsos láser de alta potencia y en termómetros de alta resolución ($6 \times 10^{-6} \text{ °C}$) [7].

Para evitar que la carga superficial inducida en los electrodos por el cambio de temperatura del detector al absorber radiación sea neutralizada por las cargas parásitas, se modula la radiación incidente o bien se da un cierto cabeceo al detector. Por su pequeño tamaño y alta sensibilidad a cambios de temperatura, su respuesta es más rápida que la de otros detectores térmicos (termopares, termistores), pues no es necesario que alcancen el equilibrio térmico con la fuente de radiación. Esto los hace apropiados para obtener imágenes mediante exploración de la superficie a detectar. Otra posibilidad para compensar las cargas debidas a los cambios de temperatura ambiente, es utilizar dos sensores conectados en serie con polaridades opuestas.

El detector puede estar suspendido libremente, soportado por papel Mylar o montado sobre un sustrato que sea conductor o aislante térmico. Dado que los

materiales piroeléctricos son todos piezoeléctricos, estos detectores llevan un encapsulado hermético (a veces incluso con vacío interno) que reduce los efectos de los movimientos de aire.

6.4 SENSORES FOTOVOLTAICOS

6.4.1 Efecto fotovoltaico

El efecto fotoeléctrico interno visto para los fotoconductores (apartado 2.6), cuando se produce en la zona de una unión $p-n$ permite obtener una tensión eléctrica que es función de la intensidad de la radiación incidente. A la generación de un potencial cuando una radiación ioniza una zona donde hay una barrera de potencial se la denomina efecto fotovoltaico.

Al poner en contacto un semiconductor p (dopado con aceptadores) con un semiconductor n (dopado con donadores), debido al movimiento térmico hay electrones que pasan a la zona p y «huecos» que pasan a la zona n , donde se recombinan, respectivamente, con los portadores de carga de signo opuesto. Como

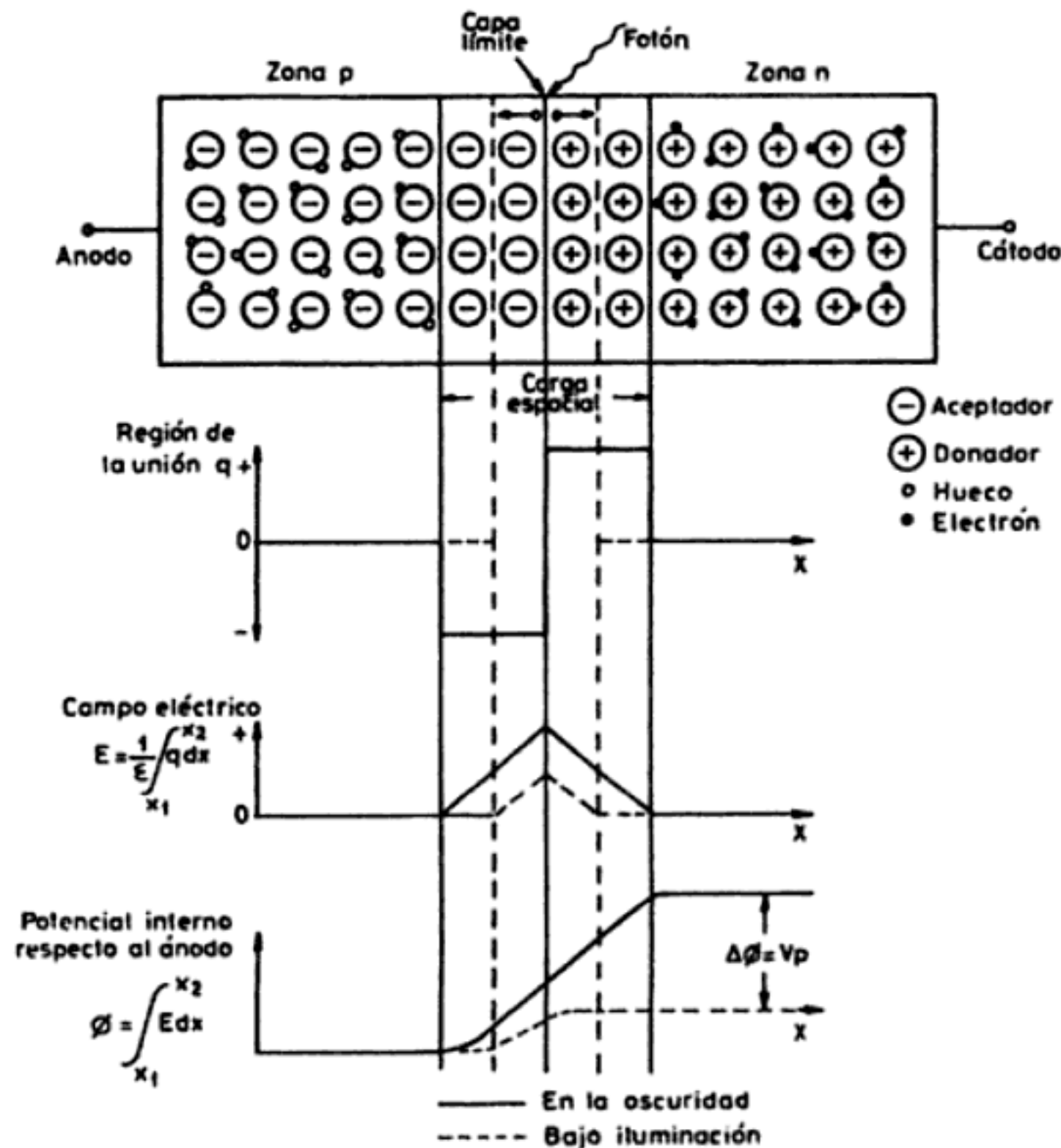


Figura 6.22 Efecto fotoeléctrico en una unión $p-n$ [8].

Cuadro 6.9 Características de una célula fotoeléctrica de silicio de aplicación general, modelo S639, a 25°C (Documentación Hamamatsu TV).

Parámetro	Valor
Diámetro	20 mm
Área efectiva	300 mm ²
Longitud de onda con sensibilidad máxima	850 ± 50 nm
Sensibilidad	0,45 A/W
Ruido	10 ⁻¹² W/√Hz
Corriente cortocircuito para 100 lx	180 μA
Tensión circuito abierto para 100 lx	330 mV
Corriente oscuridad (tensión inversa 10 mV)	100 nA
R paralelo (tensión inversa 10 mV)	100 kΩ
Tensión inversa máxima	1 V
Capacidad unión	100 nF
Tiempo respuesta (a 655 nm, 1 kΩ carga)	200 μs
Temperatura funcionamiento	- 10 a + 60°C

Los detectores fotovoltaicos ofrecen mejor linealidad que los fotoconductores, son más rápidos y tiene menor ruido, pero en cambio requieren amplificación. Al aumentar la resistencia de carga, se reduce la linealidad y aumenta el tiempo de respuesta. En el cuadro 6.9 se presentan las características de una célula fotoeléctrica de silicio de aplicación general.

Los detectores fotovoltaicos se emplean tanto en aplicaciones donde se mide la luz como en aplicaciones donde la luz se emplea como medio para detectar otra magnitud. Se han aplicado así en instrumentación analítica: fotómetros de llama, espectrofotómetros, colorímetros, etc.; en pirómetros de infrarrojos; en detectores de humo; en detectores de exposición fotográfica; en lectoras de tarjetas, etc. Se comercializan modelos constituidos por un par emisor-detector adaptados, e incluso conectados ya a un relé para control.

6.5 SENSORES ELECTROQUÍMICOS

Los sensores electroquímicos potenciométricos, generan una señal eléctrica (una diferencia de potencial) en respuesta al cambio de concentración de una determinada especie química en una muestra. Los sensores amperométricos se basan en la dependencia entre la corriente que circula al aplicar una diferencia de potencial entre dos electrodos y la concentración de la sustancia de interés; no son generadores, por lo que no se tratan aquí. El estudio de los métodos clásicos de análisis químico desde el punto de vista de la instrumentación electrónica puede encontrarse en [10]. Desarrollos recientes, con un reflejo de la creciente imbricación de los semiconductores y la electrónica, pueden encontrarse en [11].

Los sensores potenciométricos selectivos de ion (ISE, Ion Selective Electrodes), se basan en la aparición de una diferencia de potencial en la interfase entre dos fases con concentraciones distintas, que es el fundamento de las pilas volta-

$$E = E_0 + \frac{RT}{zF} \ln a_i = E_0 + k \log a_i \quad (5.3)$$

donde a_i es ahora la actividad de la especie deseada en la muestra, y E_0 y k son constantes. A 25°C esto supone 59,12 mV por década de variación de cambio de la actividad de un catión monovalente, mientras que a 100°C la sensibilidad es de 74,00 mV por década. Es muy importante, pues, conocer la temperatura a la que está la célula para poder interpretar correctamente la diferencia de potencial resultante. Un inconveniente de los ISE es su gran tamaño, del orden de 100 a 150 mm de largo y 10 mm de diámetro. Además, son frágiles y el electrolito es volátil.

Cuando lo que interesa no es la actividad iónica sino la concentración, de (5.2) y (5.3) se puede obtener

$$E = E_0 + k \log f_i + k \log C_i \quad (5.4)$$

y si el coeficiente de actividad se puede suponer constante

$$E = E'_0 + k \log f_i \quad (5.5)$$

Según el material de la membrana se tienen distintos tipos de electrodos selectivos. En los primarios o de membrana simple, ésta puede ser cristalina o no. A su vez, siendo cristalina puede tratarse de una membrana homogénea o heterogénea. En estas últimas el material cristalino está mezclado con una matriz inerte. Los electrodos de membrana cristalina se aplican para medir las concentraciones de F^- , Cl^- , Br^- , I^- , Cu^{2+} , Pb^{2+} y Cd^{2+} , entre otros. Entre los electrodos de membrana no cristalina, los más comunes son los de membrana de vidrio, como los empleados para determinar el pH y la actividad de Na^+ . La composición del vidrio se elige de acuerdo con el ion que se desea analizar. Hay sales metálicas que tienen una conductividad eléctrica suficientemente alta como para poder ser montadas directamente sobre un electrodo metálico y actuar como electrolito. Se habla entonces de electrodos de estado sólido. También hay electrodos cuya membrana es un polímero, por ejemplo PVC o polietileno, que incorpora un intercambiador de ion o un material neutro que transporta el ion. Se mide así K^+ mediante valinomicina introducida en una membrana de PVC.

Los electrodos de doble membrana más frecuentes son los electrodos de gases. En éstos hay una membrana porosa a través de la que se difunde el gas a analizar, entrando en una disolución en la que la presencia del gas produce un cambio (por ejemplo, de pH), que es lo que se mide. Se miden así, por ejemplo, las concentraciones de CO_2 , SO_2 y NO_2 .

La impedancia de salida de los electrodos para iones específicos es muy alta, del orden de 20 MΩ a 1 GΩ, por lo que los amplificadores de medida deben ser electrométricos. De no ser así, el paso de corriente a través de la célula provoca un desequilibrio en la reacción química, con la consiguiente variación del potencial.

Los electrodos específicos para iones se emplean para el análisis de concentra-

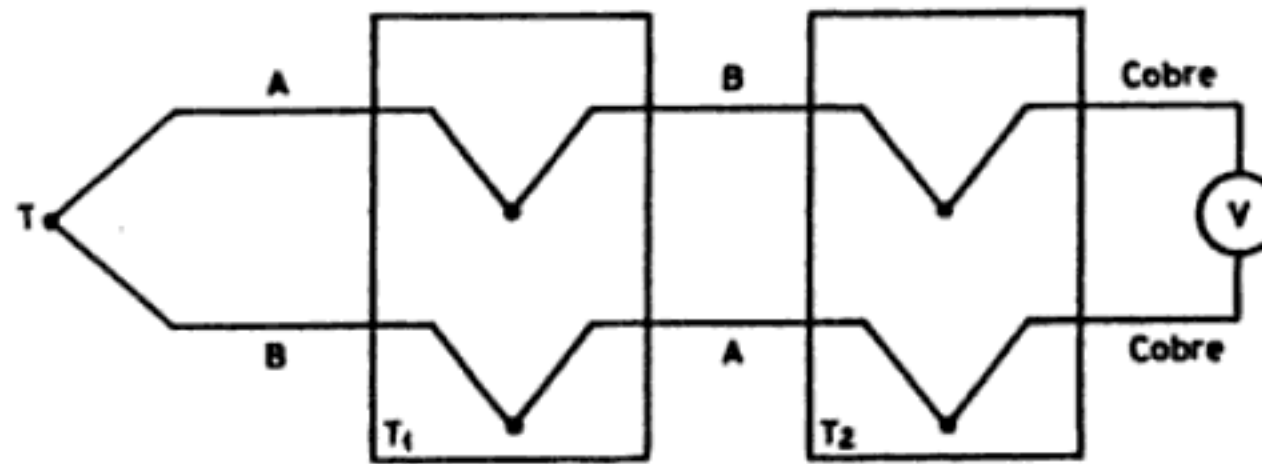


Figura P6.1

peraturas en la carcasa y el aislamiento es lineal, y que la superficie exterior de este último está a temperatura ambiente, que oscila entre 10 y 30°C según la época del año.

- Diseñar un sistema que permita medir el gradiente térmico en la carcasa, en un voltímetro situado en un armario de control a 50 m de distancia. El armario se mantiene a sólo 5°C por encima de la temperatura ambiente mediante el empleo de ventilación forzada. Justificar las conexiones utilizadas y la razón de su influencia o no en la medida. ¿Cuál será la indicación del voltímetro cuando la temperatura del vapor sea 575°C y la diferencia de temperaturas 80°C?
- Si la temperatura en el centro de la carcasa es siempre la misma, con independencia del tipo de distribución de temperaturas, ¿qué influencia tiene dicha distribución en la medida?
- Para obtener una medida de la temperatura del vapor se ha pensado en un circuito como el indicado en la figura P6.2. Si el sensor de temperatura ambiente es una resistencia de platino ($100\ \Omega$ a 0°C y $\alpha = 0,00392\ \Omega/\Omega/K$), ¿cuál debe ser el valor de k para que en el voltímetro se obtenga la lectura correspondiente a T_v ? ¿Con qué error se logra la compensación de una temperatura ambiente de 30°C?

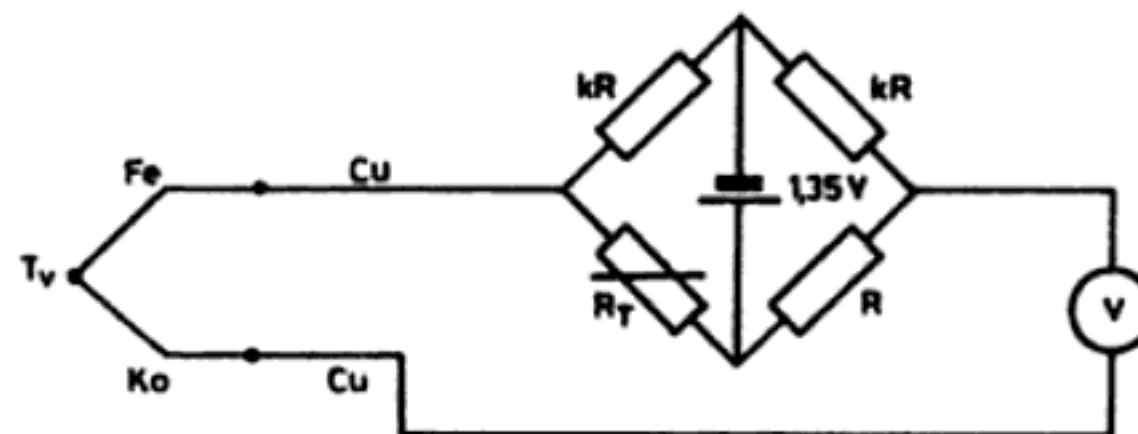


Figura P6.2

3. El circuito de la figura P6.3 es un amplificador para termopares que permite tener un terminal del termopar puesto a masa. La unión de referencia está a temperatura ambiente y se compensa mediante el AD592CN, que es un convertidor temperatura-corriente con una sensibilidad de $1\ \mu A/K$. El termopar es de tipo J (hierro-constantan; cuadro 6.2) y en el margen de $-25^\circ C$ a $105^\circ C$ se desea tener una salida de $10\ mV/^\circ C$ y que dé 0 V a 0°C. Diseñar el circuito suponiendo que el termopar es lineal y que el amplificador operacional es ideal.

4. Se dispone un sensor piezoeléctrico de cristal de cuarzo, de $1\ cm^2$ de área y 1 mm de espesor, entre dos electrodos metálicos paralelos, y se aplica a la medida de fuerzas variables de dirección perpendicular a las caras de $1\ cm^2$. El módulo de Young del material es 90 GPa, la sensibilidad de carga $2\ pC/N$, la permitividad relativa 5 y un bloque cúbico de 1 cm de lado tiene una resistencia, entre caras opuestas, de $10^{14}\ \Omega$. En paralelo con los electrodos se conectan una resistencia de $100\ M\Omega$ y un condensador de 20 pF. Si se aplica una fuerza $F = 0,01\ sen(10^3 t)\ N$, calcular el valor de la tensión pico a pico en bornes de los electrodos y la variación máxima del grosor del material al aplicar la fuerza.

5. Un sensor piezoeléctrico tiene una capacidad de 100 pF y una sensibilidad de carga de $4 \times 10^{-6}\ C/cm$. El cable de conexión tiene una capacidad de 300 pF mientras que el osciloscopio utilizado para la lectura tiene una impedancia de entrada de $1\ M\Omega$ en paralelo con 50 pF. Se pide:

Capítulo 7

Acondicionadores de señal para sensores generadores

Los sensores generadores ofrecen una tensión o una corriente cuya magnitud, frecuencia e impedancia de salida determinan las características requeridas en la etapa de acondicionamiento.

Cuando la tensión o corriente ofrecidas son débiles, hace falta una amplificación, que exige soluciones nuevas a las vistas hasta este momento, por cuanto se trata de señales que no se presentan como la salida de un puente.

Las tensiones manejadas, además de ser muy débiles, son a veces de muy baja frecuencia, hasta el punto de impedir la utilización de amplificadores de alta ganancia acoplados en alterna porque los condensadores necesarios serían desorbitadamente grandes. En los amplificadores de continua, se presenta la problemática de su tensión de desequilibrio (offset), sus corrientes de polarización y de desequilibrio y las derivas de todas ellas, principalmente con el tiempo y la temperatura. Dado que cuando se desea alta ganancia, los amplificadores de continua se basan habitualmente en amplificadores operacionales (AO), se analiza en primer lugar la problemática de las derivas en éstos y sus soluciones.

En otros casos la señal a acondicionar no es débil, pero procede de una fuente de alta impedancia. La consideración de las impedancias parásitas lleva entonces a la necesidad de amplificadores con características singulares o con estructura distinta a la convencional.

Cuando se desea obtener una resolución elevada, aun en el caso de la medida de magnitudes variables a las que no afectan las derivas en los amplificadores, surge el problema del ruido interno en éstos. Ésta es una limitación inherente a todos los dispositivos electrónicos. Aquí se tratará para los AO y los amplificadores de instrumentación, que son los más frecuentes en el acondicionamiento de señales de sensores, y para los componentes pasivos asociados con ellos.

7.1 AMPLIFICADORES CON BAJAS DERIVAS

7.1.1 Desequilibrios y derivas en amplificadores operacionales

En un AO ideal la tensión de salida es nula cuando lo son ambas tensiones de entrada, y las corrientes de entrada son también nulas. En un AO real no sucede ninguna de ambas cosas, y no sólo esto, sino que cuando la tensión de salida es nula, las corrientes de entrada, además de no ser nulas, no son iguales, denominándose a su diferencia corriente de desequilibrio (offset). Esto se debe al desapareamiento de los transistores de entrada (bipolares o FET). También por esta causa, para tener una salida nula hay que aplicar una tensión entre los terminales de entrada: tensión de desequilibrio.

El efecto de esta tensión y corrientes se puede analizar estudiando el amplificador inversor de la figura 7.1a. La polaridad de V_{os} es desconocida, y sólo se ha indicado para analizar el circuito. El sentido real de I_1 e I_2 depende de si los transistores de entrada del AO son *nnp*, *pnp* o algún tipo de FET. La tensión de salida es

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{os} - I_1 R_2 + I_2 R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (1.1)$$

La resistencia R_3 no es necesaria para la amplificación en sí, pero si su valor se elige tal que $R_3 = R_1 \parallel R_2$, la expresión anterior se reduce a

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{os} + I_{os} R_2 \quad (1.2)$$

donde se ha designado con I_{os} la corriente de desequilibrio ($I_{os} = I_2 - I_1$). En aque-

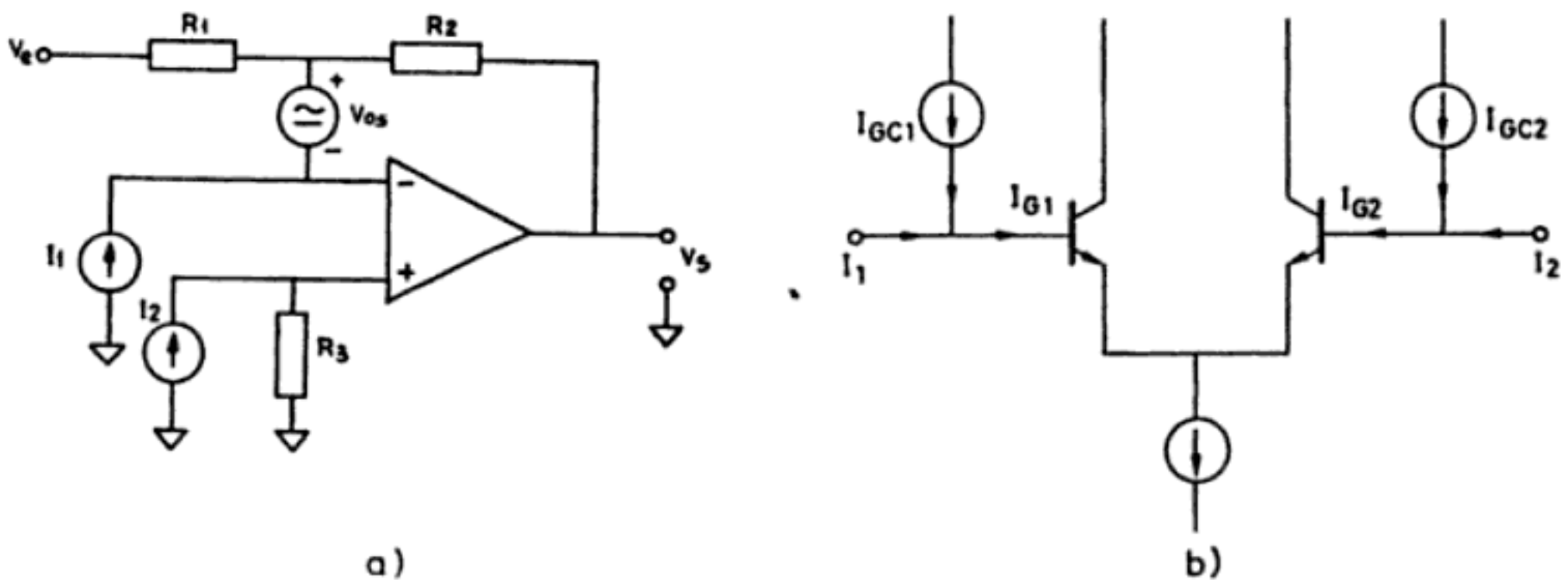


Figura 7.1 a) Tensión de desequilibrio y corrientes de polarización en un amplificador operacional. b) Corrientes de entrada en un amplificador operacional con compensación de las corrientes de polarización.

llos AO que tienen $I_{os} \ll I_1, I_2$ la presencia de R_3 reduce el error debido a las corrientes de entrada porque mientras con $R_3 = 0$, en (1.1) el error correspondiente sería $I_1 R_2$, en cambio en (1.2) es $I_{os} R_2$. Sin embargo, en los AO con compensación de polarización, hay una fuente de corriente interna en cada terminal de entrada (figura 7.1b). La corriente de entrada puede ser entonces positiva o negativa («bipolar»). La corriente de desequilibrio I_{os} es muy alta porque las corrientes de entrada son muy distintas. Por lo tanto, en estos modelos no tiene sentido buscar la compensación de estas corrientes mediante la resistencia R_3 añadida en la figura 7.1a. Más aún, R_3 añadirá ruido térmico.

Para un amplificador no inversor los errores son los mismos, pero la ganancia es $1 + R_2 / R_1$ y R_3 pasa a ser la resistencia de salida de la señal a amplificar. Para compensar el error debido a I_1 e I_2 , hay que poner entonces una resistencia $R_4 = R_3 - R_1 \parallel R_2$ en serie con el terminal inversor (entre la conexión de R_1 y R_2 , y la entrada inversora del AO, figura 7.5b). Si se desea referir el error a la entrada, a partir de (1.2) se obtiene

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} \left(V_e - V_{os} \frac{R_1 + R_2}{R_2} - I_{os} R_1 \right) \quad (1.3)$$

Aquí se pone de relieve que el error será grande si se desea alta impedancia de entrada y alta ganancia (R_1 y R_2 / R_1 grandes), y que reduciendo todas las resistencias en un mismo factor, el error debido a V_{os} no cambia, pero el de I_{os} sí. Se concluye, pues, que interesa utilizar, si es posible, resistencias de valor bajo.

La importancia de los términos de error en (1.3) depende en última instancia del valor de V_{os} e I_{os} . Éstos dependen de la tecnología y grado de calidad del AO. Hay tres tecnologías básicas de fabricación de AO: bipolar, bifet y CMOS. En la bipolar, todos los transistores son bipolares. En la bifet, los transistores de entrada son FET (de canal p), pero el resto de etapas son bipolares. En la CMOS, todos los transistores son MOS; en la LinCMOS (Texas Instruments), son P-MOS en la etapa de entrada y N-MOS en la etapa de salida. Otras tecnologías son la BiMOS (entrada MOS y resto combinación de bipolar y MOS), y Excalibur (Texas Instruments), que emplea tecnologías complementarias bipolares o bifet.

En términos generales, los AO bipolares son los que tienen menor V_{os} (1 mV a 100 μ V), menores derivas en ella (3,3 μ V/°C), y menor dispersión entre componentes de un mismo lote de fabricación. Los AO bifet son los que tienen mayor V_{os} (1 a 10 mV) y mayores derivas (3 a 30 μ V/°C), y hay una gran dispersión de valores en la fabricación. Los CMOS tienen V_{os} intermedia. Los AO bifet tienen corrientes de entrada y de desequilibrio mucho menores, pero sus derivas (se doblan cada 10°C) son mayores que en los bipolares (−1%/°C); tienen mayor velocidad de salida (slew rate). Los AO CMOS tienen corrientes de entrada ínfimas (< 1 pA), pero sus derivas también aumentan mucho a temperaturas altas. En el cuadro 7.1 se recogen los valores usuales de todos estos parámetros para algunos modelos representativos.

El significado exacto de los valores especificados en catálogo para estos parámetros, no siempre está claro y por ello resulta difícil comparar AO de distintos

Cuadro 7.1 Características de tensión de desequilibrio (V_{os}), corrientes de entrada (I_1 , I_2) y de desequilibrio (I_{os}), y sus derivas, para distintos tipos de AO representativos. (Los CMOS «chopper» se estudian en el apartado 7.1.2). La tensión de alimentación es ± 15 V, salvo en los CMOS (10 V), LTC1052, TLC2652AC y TLC2654C (± 5 V). Los valores «tip» son típicos, no máximos.

Parámetro	V_{os} máx. a 25 °C (μ V)	I_B máx. a 25 °C (pA)	I_{os} máx. a 25 °C (pA)	$\Delta V_{os}/\Delta T$ medio (μ V/°C)	$\Delta V_{os}/\Delta t$ medio (μ V/mes)	$\Delta I/\Delta T$ (pA/°C)	$\Delta I_{os}/\Delta T$ (pA/°C)
Bipolares							
LM358A	3.000	100.000	± 30.000	20	—	—	300
OP-07	75	± 3.000	2.800	1,3	1	50	50
OP-77A	25	2.000	1.500	0,3	0,2	25	25
OP-177A	10	1.500	1.000	0,1	0,2	25	25
TLE 2021C	500	50.000	3.000	2	0,005	- 80	—
Bifet							
LF356A	2.000	50	10	5	—	$I \times 2^{\Delta T/10}$	$I_{os} \times 2^{\Delta T/10}$
TL071C	10.000	200	100	18	—	$I \times 2^{\Delta T/10}$	$I_{os} \times 2^{\Delta T/10}$
TLE2061C	3.000	4 tip	2 tip	6	0,04	$\approx I \times 2^{\Delta T/8,85}$	$\approx I_{os} \times 2^{\Delta T/11}$
AD549	250	0,06	0,03 tip	5	—	$I \times 2^{\Delta T/10}$	$I_{os} \times 2^{\Delta T/10}$
OPA111B	250	1	0,75	1	—	$I \times 2^{\Delta T/10}$	$I_{os} \times 2^{\Delta T/10}$
CMOS							
TLC271CP	10.000	0,7 tip	0,1 tip	2	—	$\approx I \times 2^{\Delta T/7,25}$	$\approx I_{os} \times 2^{\Delta T/7,25}$
TLC2201C	500	1 tip	0,5 tip	0,5	0,001	Nota 1	—
LMC660C	6.000	0,002 tip	0,001 tip	1,3 tip	—	—	—
LMC6001	350	0,025	0,005 tip	10	—	—	—
BiMOS							
CA3140	15.000	50	30	8	—	$I \times 2^{\Delta T/10}$	$I_{os} \times 2^{\Delta T/10}$
CMOS cho- pper							
LMC668	20	± 60	—	0,05	0,1	—	—
LTC1052	5	± 30	± 30	0,05	0,1	Nota 2	—
LTC1150	5	± 50	± 100	0,05	0,05	—	—
MAX430C	10	100	200	0,05	0,1	$I \times 2^{\Delta T/10}$	$I_{os} \times 2^{\Delta T/10}$
TLC2652AC	1	4 tip	2 tip	0,03	0,02	Nota 3	Nota 3
TLC2654C	20	50 tip	30 tip	0,3	0,06	—	$\approx 0,65$
TSC911	15	50	100	0,15	—	—	—

Nota 1: I_B permanece casi constante hasta 85°C y aumenta a 250 pA a 125°C.

Nota 2: I_B permanece casi constante hasta 75°C y aumenta a 200 pA a 125°C.

Nota 3: I_B varía no linealmente con T : cambia poco de 25°C a 80°C, y luego pasa de 3 pA a 80°C a 100 pA a 125°C. I_{os} decrece de 2 pA hasta 0,2 A a 90°C, y aumenta a 6 pA a 125°C.

fabricantes. Puede tratarse, por ejemplo, de valores obtenidos con un equipo de medida rápido, que no espera a que el AO medido alcance la temperatura de régimen; o puede tratarse de valores obtenidos mediante muestreo por lotes; o pueden ser valores calculados a partir de un modelo matemático, etc. La figura 7.2 muestra que la distribución de valores de V_{os} y $\Delta V_{os}/\Delta T$ para el TL031 es aproximadamente gaussiana.

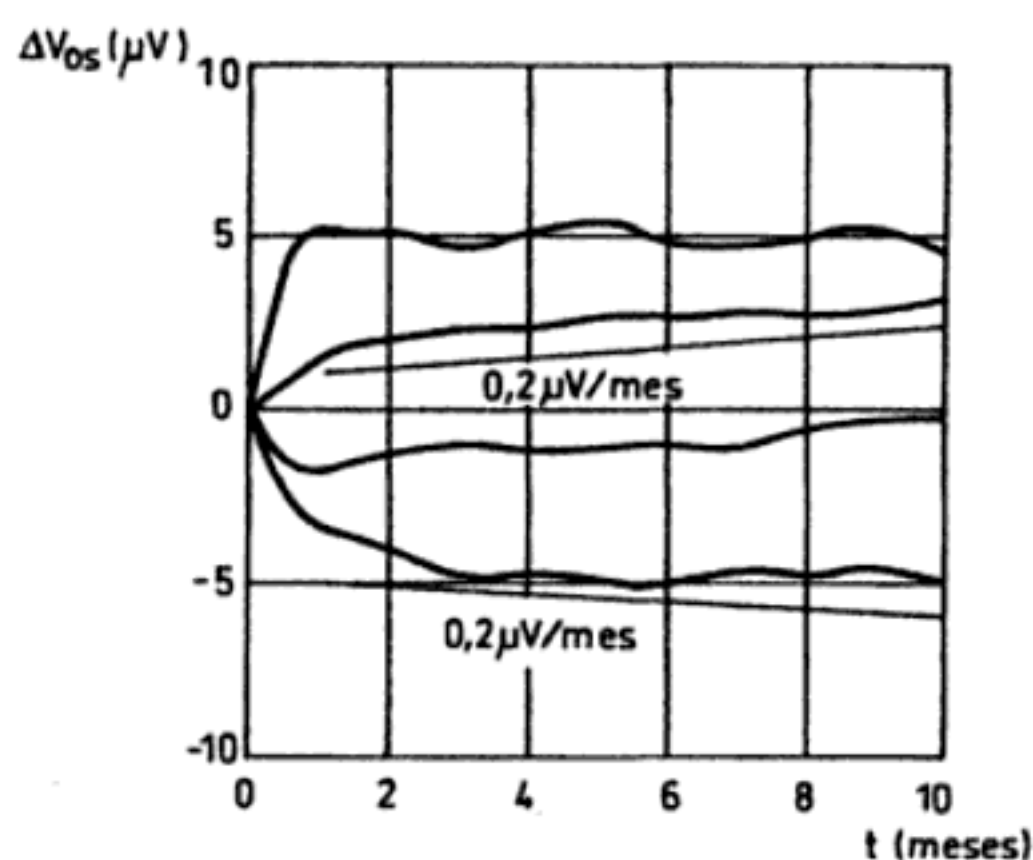


Figura 7.4 Derivas de V_{0s} a largo plazo para distintos LT1007. Para tener una referencia, se han trazado dos líneas de pendiente $\pm 0,2 \mu\text{V/mes}$ (Documentación Texas Instruments).

manejo es que no suelen ser unas derivas acumulativas y, por lo tanto, si se da, por ejemplo, la deriva mensual, la anual no es doce veces superior. Una buena aproximación es hacer la suma cuadrática, de modo que la deriva trimestral es $\sqrt{3}$ veces la mensual y la anual es $\sqrt{12}$ veces esta última. En la figura 7.4 se muestran las derivas a largo plazo de V_{0s} para distintas unidades de un AO de bajo ruido.

Una solución para eliminar la tensión inicial de desequilibrio en un AO, consiste en utilizar el terminal de ajuste interno de que disponen algunos modelos. Pero no siempre es lo mejor, ya que este ajuste interacciona con las corrientes de polarización y su desequilibrio, y con la deriva térmica de la tensión de desequilibrio. Para una etapa de entrada diferencial con transistores bipolares, la deriva térmica aumenta unos $3,3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ por cada milivoltio que se haya ajustado. En los AO con compensación de corriente, la deriva térmica de V_{0s} no aumenta al emplear los terminales internos de ajuste. Si no se desea interaccionar con estos terminales, es mejor sumar una tensión externa de compensación al terminal de referencia y aparear las resistencias de entrada, tal como se ha indicado antes para poder pasar de (1.1) a (1.2). En la figura 7.5 se presentan esquemas donde se realizan ambas funciones. En la figura 7.5a, hay que elegir

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} - R_4 \quad (1.6a)$$

En la figura 7.5b, donde se ha supuesto que R_3 no es ajustable (puede venir determinada por el generador de señal), debe ser

$$R_4 = R_3 - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.6b)$$

En la figura 7.5c se muestra el circuito de ajuste de cero para un amplificador

donde el PSRR (Power Supply Rejection Ratio) es muy grande a baja frecuencia, sobre todo en AO bipolares (> 100 dB), pero decrece a razón de 20 dB/década a partir de frecuencias tan bajas como 1 Hz. Según la estructura interna, el PSRR puede ser mayor para el terminal de alimentación positivo o para el negativo. A veces se especifican por separado, pero otras se especifica sólo un valor para el caso de cambios iguales y simultáneos en ambas líneas de alimentación.

Las mejoras obtenidas en los métodos de fabricación de componentes apareados, que se basan actualmente en un ajuste totalmente electrónico (a base de impulsos de alta corriente) controlado por ordenador, han permitido obtener AO con una etapa frontal de prestaciones casi ideales en cuanto a simetría de tensiones [1]. Las corrientes de entrada son algo elevadas por tratarse de componentes bipolares, aunque incluyen compensación de polarización. Para señales pequeñas de baja resistencia de salida, estos AO son, en general, la mejor opción.

7.1.2 Amplificadores operacionales con autocorrección de la deriva

El método empleado en los AO monolíticos para obtener una deriva muy baja, consiste en medir periódicamente cuál es la tensión de desequilibrio, para descontarla luego al medir la tensión de interés. Mientras se está procediendo a la medida de la tensión de desequilibrio, un circuito de retención ofrece a la salida la señal de interés. En la figura 7.6 se presenta esquemáticamente un circuito de este tipo. Dado que la entrada del amplificador se conecta alternativamente a la señal a amplificar y a masa, la señal que entra parece «troceada» y de ahí la denominación de amplificadores «chopper» o estabilizados por «chopper».

Durante la fase de autocero (figura 7.6a), mediante el conmutador S_1 la entrada del amplificador queda cortocircuitada y con la tensión del terminal inversor aplicada (tensión de modo común); la salida de la primera etapa será debida entonces a su tensión de desequilibrio, y al CMRR; dicha salida se reduce mediante un lazo de retroacción negativa, a la vez que el condensador C_A (externo en este modelo) y el conmutador S_2 constituyen un circuito de muestreo para retener el valor de la tensión necesaria para anular la de desequilibrio propia.

Durante la fase de muestreo de la entrada, el conmutador S_1 conecta la señal de entrada al amplificador en modo diferencial, como es habitual, mientras que S_2 lleva ahora a la etapa de salida la señal amplificada, sin tensión de desequilibrio gracias a la acción de la fase anterior y a la presencia de C_A . El condensador C_B , también externo, retiene el valor necesario para que en la siguiente fase de autocero a la salida se siga teniendo la tensión correspondiente a la señal de entrada. Si la conmutación de una a otra fase se realiza con suficiente velocidad, estas conmutaciones no repercuten en la forma de la señal. El circuito incluye elementos adicionales para mejorar su respuesta a alta frecuencia y estabilidad, pero el esquema descrito es el que permite obtener las características deseadas a baja frecuencia. Con este sistema se obtienen además valores para la ganancia en lazo abierto, PSRR y CMRR que superan los 120 dB. En el cuadro 7.1 se especifican las derivas de algunos modelos.

rie la resistencia de salida del AO, que es muy baja. La resistencia de $1\text{ k}\Omega$ es necesaria porque el OP-27 tiene corrientes de entrada altas; para que esta resistencia no afecte a la tensión seleccionada con el potenciómetro, se intercala entre ambos $1\text{ M}\Omega$. El LT1100 es un AI con autocorrección de deriva.

7.2 AMPLIFICADORES ELECTROMÉTRICOS

Las señales procedentes de fuentes de corriente o de fuentes de tensión con impedancia de salida elevada, como son los detectores de radiaciones nucleares basados en uniones semiconductoras (por ejemplo, en tomógrafos de rayos X), las células fotoeléctricas, los tubos fotomultiplicadores, las células de ionización —para medidas de vacío por ejemplo—, los detectores de gases, diversos tipos de fotodiodos (apartado 9.1.3), analizadores clínicos (por ejemplo, de glucosa en sangre), y los sensores piezoeléctricos, requieren un sistema de medida que posea una baja corriente de entrada. Si interesan las bajas frecuencias, hay que realizar un convertidor corriente-tensión mediante un AO de alta impedancia de entrada y de baja deriva. Pero en caso contrario —como sucede en sensores piezoeléctricos que no tienen respuesta en continua, o en detectores de radiación que sólo detectan impulsos— se puede emplear un amplificador electrométrico o uno de carga.

Se denomina amplificador electrométrico o electrómetro, a todo sistema de medida que posea una resistencia de entrada superior a $1\text{ T}\Omega$ y una corriente de entrada inferior a 1 pA , aproximadamente. La medida de corrientes débiles mediante un amplificador electrométrico se puede realizar según dos métodos distintos: midiendo directamente la caída de tensión en una resistencia de valor elevado (figura 7.11a) o realizando una conversión corriente-tensión mediante un amplificador de transimpedancia (figura 7.11b).

Con el primer método, si R es elevada no se pueden medir fenómenos dinámicos, pues la capacidad del sensor, junto con la del cable y la de entrada del amplificador, puede ser suficientemente alta como para limitar la respuesta. Si, por ejemplo, es $R = 1\text{ T}\Omega$ y $C_p = 100\text{ pF}$, el sistema tiene una respuesta de paso bajo con frecuencia de corte $f = 1/2\pi RC_p = 1,6 \times 10^{-3}\text{ Hz}$. El tiempo de respuesta es, pues, $t = 0,35/f = 220\text{ s}$.

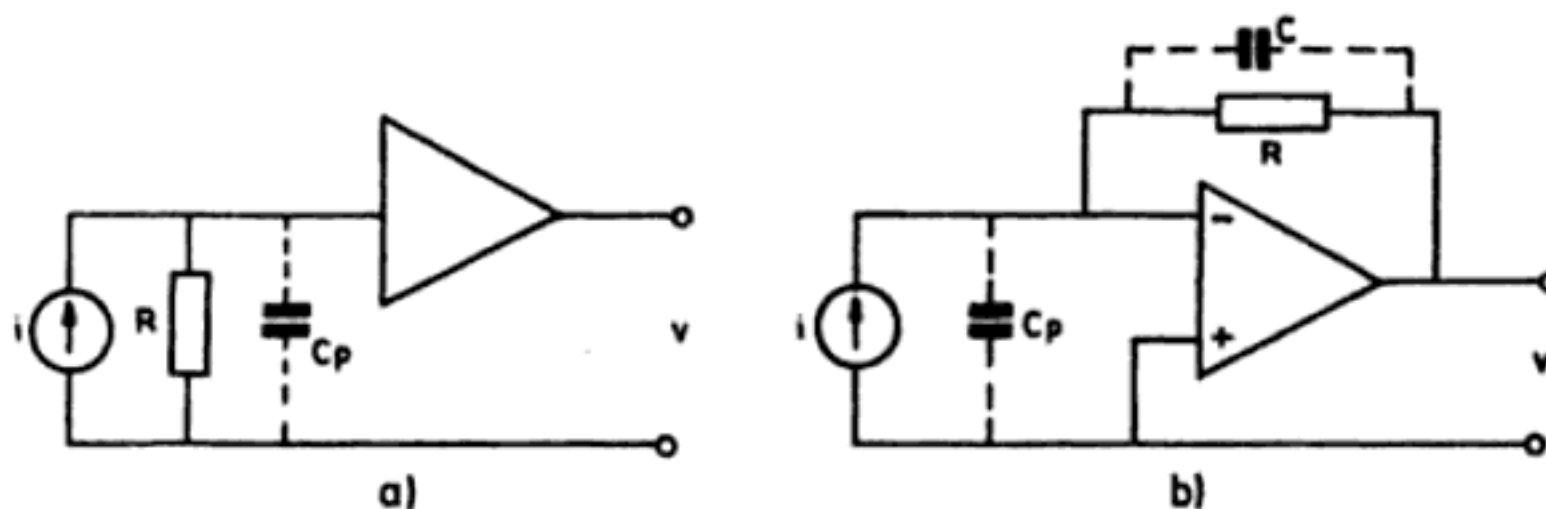


Figura 7.11 Métodos para medir corrientes débiles empleando un amplificador electrométrico. a) Midiendo directamente la caída de tensión en una resistencia. b) Realizando una conversión corriente-tensión (amplificador de transimpedancia).

7.2.1 Amplificadores de transimpedancia

Con un amplificador de transimpedancia —convertidor corriente-tensión— (figura 7.11b) la respuesta es mucho más rápida. La función de transferencia es

$$\frac{V(s)}{I(s)} = \frac{-R}{1 + R(C + C_p/A)s} \quad (2.1)$$

donde A es la ganancia del AO en lazo abierto, y C la capacidad parásita asociada a R y su montaje. Dado que a baja frecuencia $A \gg 1$, se puede aproximar

$$\frac{V(s)}{I(s)} = \frac{-R}{1 + RCs} \quad (2.2)$$

que es también una respuesta paso bajo, con frecuencia de corte $f = 1/2\pi RC$. Si $R = 1 \text{ T}\Omega$ y C se estima en 1 pF , el tiempo de respuesta es de $2,2 \text{ s}$, o sea, 100 veces menor que antes. El efecto del AO ha sido reducir el valor efectivo de C_p en un factor A , que es muy grande, quedando pues como única capacidad efectiva la parásita C .

Si la impedancia de entrada del AO se supone infinita, la impedancia de entrada del circuito de la figura 7.11a viene determinada por R mientras que en la figura 7.11b es R/A , lo que supone un efecto de carga mucho menor ya que ahora se mide la corriente.

Un inconveniente del circuito de la figura 7.11b es que si R es mayor que la resistencia de salida del sensor, R_s , el ruido es mayor en el segundo caso, por cuanto el del propio AO queda amplificado por $1 + R/R_s$.

El efecto limitador de C se puede superar con el esquema de la figura 7.12 [3]. Si se considera $C_p/A \ll C$, haciendo $RC = R_1 C_1$ (con $R_1 \ll R$ y $C_1 \gg C$), se obtiene una respuesta final $v = -i R$. Es decir, se trata de una respuesta ideal hasta donde permita el AO, pues no hay que olvidar que su ganancia A no es constante con la frecuencia, sino que decrece al aumentar ésta. Por esta misma razón el circuito puede hacerse inestable, además de presentar un mayor nivel de ruido que el de la figura 7.11b.

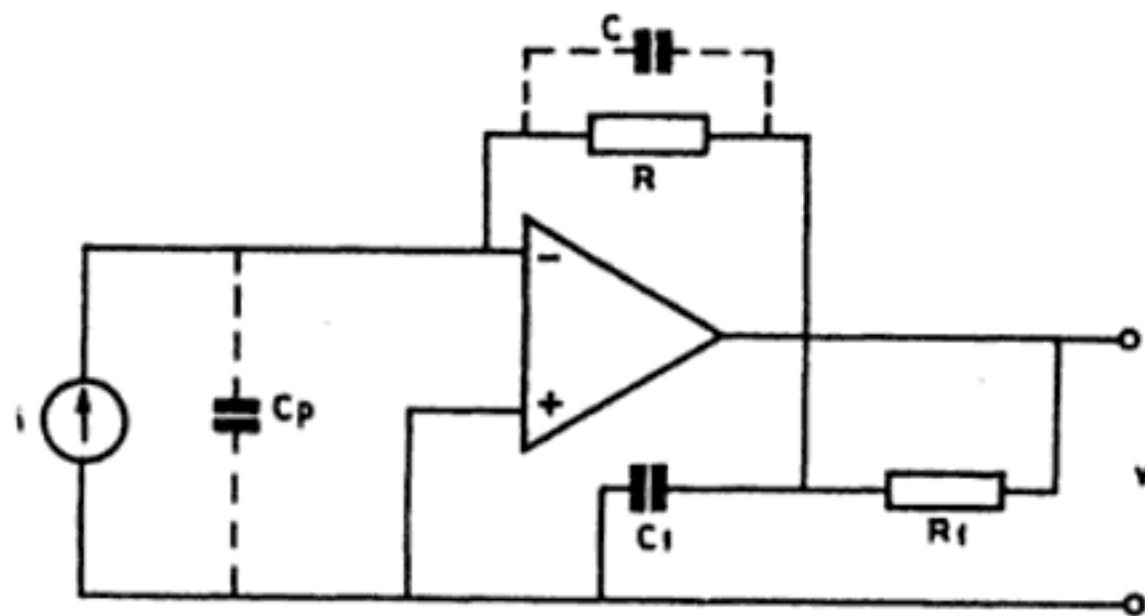


Figura 7.12 Convertidor corriente-tensión de banda ancha [3].

La necesidad de resistencias de valor muy elevado ($1\text{ T}\Omega$ e incluso $100\text{ T}\Omega$) puede obviarse utilizando redes en T, tal como se ilustra, por ejemplo, en el convertidor corriente-tensión de la figura 7.13a. Suponiendo $A \gg 1$, se obtiene

$$v_0 = -i \left[R_2 + R \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \approx -iR \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2.3)$$

donde se ha supuesto $R_2 \gg R_1$. Resulta, pues, que el valor de R queda multiplicado por la relación del divisor de tensión formado por R_2 y R_1 . El inconveniente está en que la tensión de desequilibrio y de ruido vienen incrementadas también en un factor $1 + R_2 / R_1$. Efectivamente, con la notación de la figura 7.13b, la salida debida a la tensión de desequilibrio es

$$v_0 = V_{os} \left[\frac{R_2}{R_s} + \left(1 + \frac{R}{R_s} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \quad (2.4a)$$

y si $R_s \gg R, R_2$, queda

$$v_0 = V_{os} (1 + R_2 / R_1) \quad (2.4b)$$

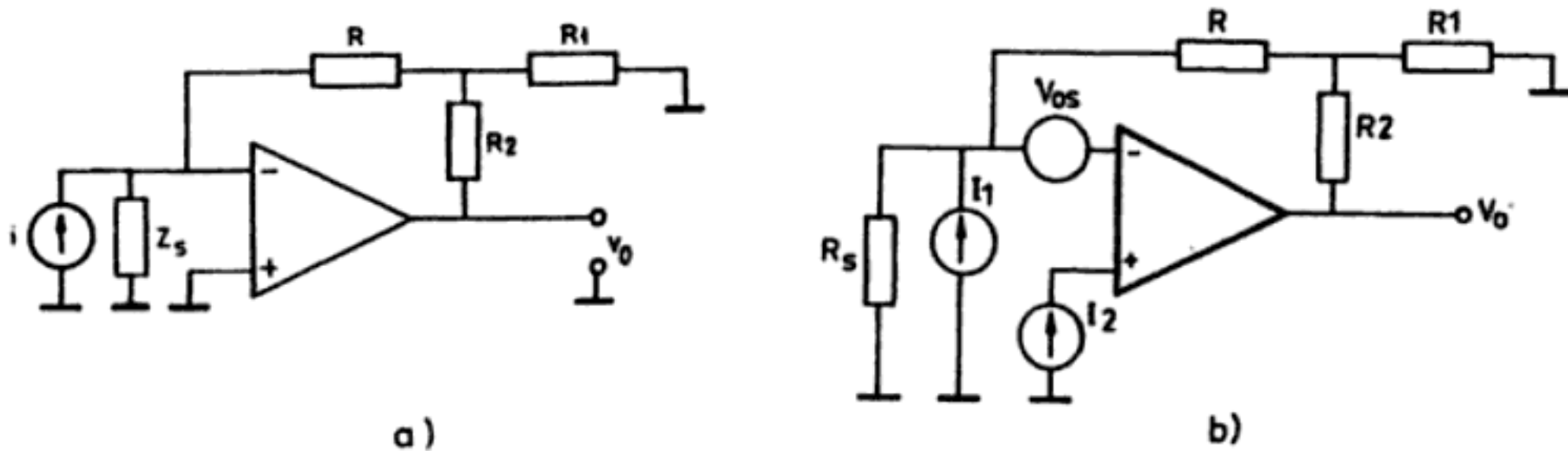


Figura 7.13 Empleo de una red en T para obtener resistencias altas empleando resistores de bajo valor, y circuito para analizar el efecto de la tensión de desequilibrio y las corrientes de entrada.

En la figura 7.11b, en cambio, la tensión de desequilibrio pasa a la salida con ganancia unidad (supuesta $R_s \gg R$). Las corrientes de entrada dan la misma contribución en ambos casos. No obstante, dado el elevado precio y el largo plazo de entrega de las resistencias de valor alto, esta técnica es muchas veces la única alternativa disponible.

Si la fuente de corriente equivalente no tiene ningún terminal puesto a masa, se puede utilizar el amplificador de transimpedancia diferencial de la figura 7.14a. Si los AO se suponen ideales, y $R_b / R_a = k$, la tensión de salida será

$$v(t) = 2 R k i(t) \quad (2.5)$$

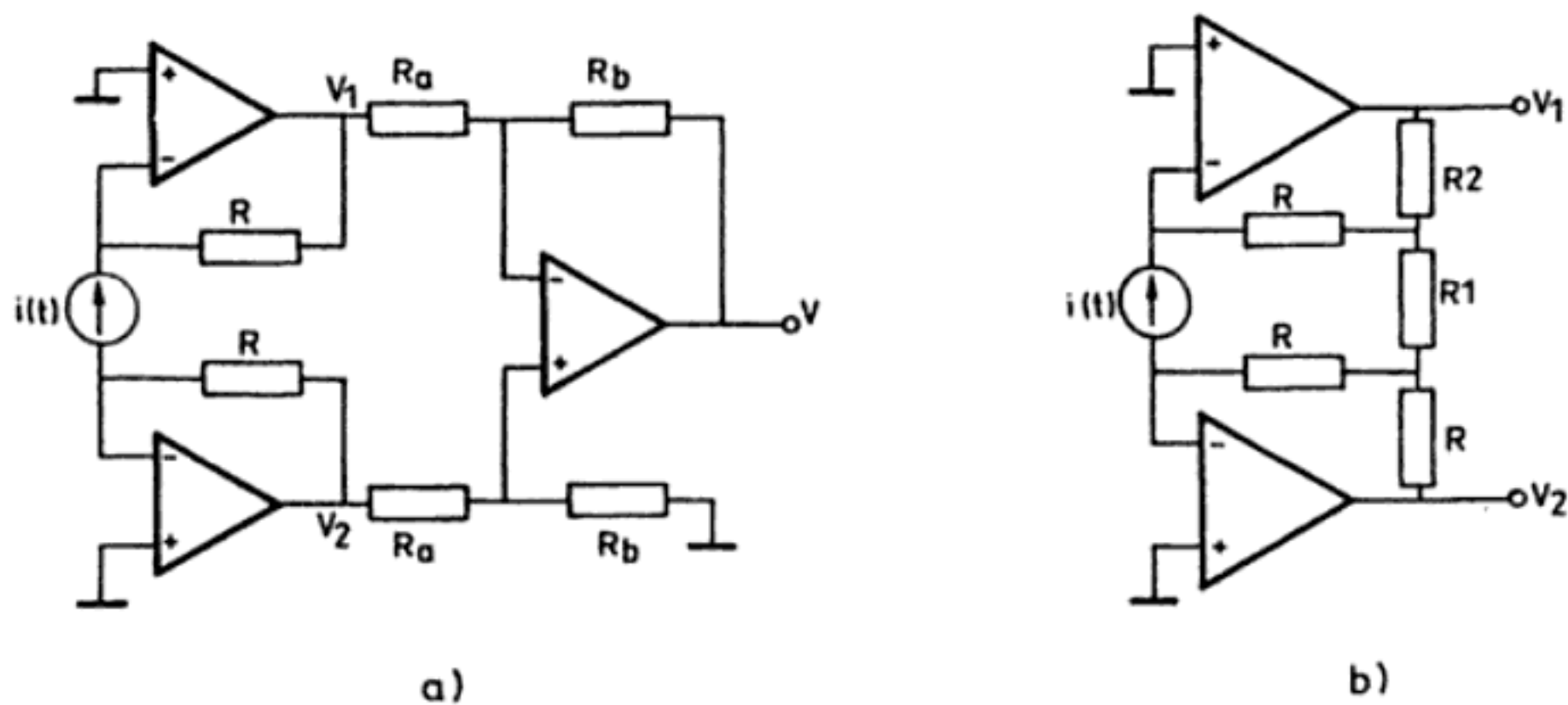


Figura 7.14 Amplificadores de transimpedancia con entrada diferencial. a) Circuito básico. b) Etapa frontal empleando redes en T para evitar el uso de resistencias de valor elevado.

Para evitar el uso de resistencias de valor elevado, se pueden emplear también redes en T, según se indica en la figura 7.14b. Analizando el circuito se obtiene

$$-i \left[1 + R_1 \left(\frac{2}{R} + \frac{1}{R_2} \right) \right] = v_1 \left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{A} \left(\frac{2}{R} + \frac{1}{R_2} \right) \right] \quad (2.6a)$$

$$v_1 = -v_2 \quad (2.6b)$$

siendo A la ganancia del AO en lazo abierto. Si se añade un amplificador diferencial, como la segunda etapa de la figura 7.14a, la tensión de salida será

$$v(t) = 2k \frac{R_2 + R(2R_2/R_1 + 1)}{1 + (2R_2/R_1 + 1)/A} i(t) \quad (2.7a)$$

Si $A \gg 1$, queda

$$v(t) = 2k [R_2 + R(2R_2/R_1 + 1)] i(t) \quad (2.7b)$$

La situación es, pues, análoga a la de la ecuación (2.3).

7.2.2 Electrómetros logarítmicos

Si el margen de corriente a medir abarca más de dos o tres décadas, se puede optar por un amplificador de transimpedancia donde se vayan conmutando resistencias de distinto valor. Pero si es un único sensor el que produce una corriente con un margen dinámico elevado, por ejemplo un detector de radiaciones ionizantes, esta solución, que ofrece una respuesta a tramos, puede no ser aceptable. Otra

opción es emplear un electrómetro logarítmico (figura 7.15). La característica logarítmica viene dada por el diodo, o un transistor bipolar conectado como diodo. La relación entre la corriente a través de la unión p - n , i_d , y la caída de tensión en ella, v_d , es,

$$i_d = I_o [\exp (qv_d / kT) - 1] \quad (2.8a)$$

donde I_o es la corriente de saturación, q es la carga del electrón, k es la constante de Boltzmann y T es la temperatura absoluta. Cuando $i \gg I_o$, si llamamos $q/kT = v_T$, queda

$$v_d = v_T \ln (i_d / I_o) \quad (2.8b)$$

En la figura 7.15 tenemos, pues, en condiciones estáticas,

$$v_0 = -v_T \ln (i_d / I_o) \quad (2.9)$$

Para analizar las características dinámicas en pequeña señal, hay que tener en cuenta la resistencia dinámica del diodo,

$$r_d = v_T / i \quad (2.10a)$$

y la respuesta frecuencial del AO,

$$G(s) = \frac{A_o}{1 + \tau_o s} \quad (2.10b)$$

Si $A_o \gg 1$, se obtiene entonces

$$\frac{v_0(s)}{i(s)} \approx \frac{-r_d}{1 + s[r_d(C_e / A_o + C) + \tau_o / A_o] + s^2(C_e + C)r_d\tau_o / A_o} \quad (2.11)$$

La respuesta es, pues, paso bajo de segundo orden. Para que no haya sobreoscilaciones, hay que elegir C de manera que

$$C > (\tau_o / r_d - C) / A_o + 2(C_e \tau_o / A_o r_d)^{1/2} \quad (2.12)$$

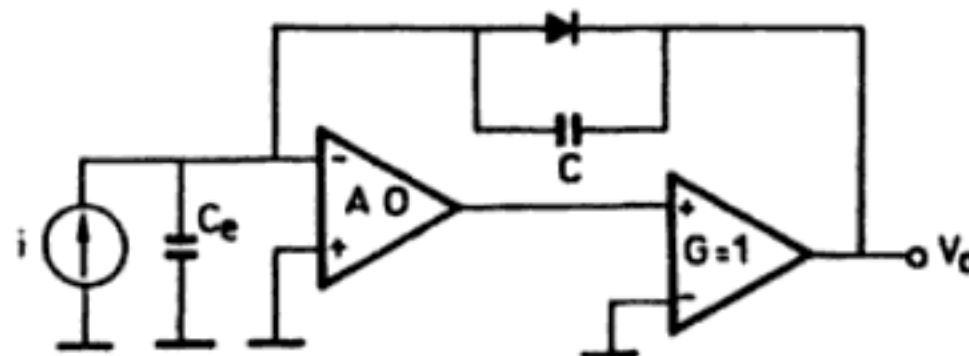


Figura 7.15 Circuito equivalente de un electrómetro logarítmico. C_e incluye la capacidad del cable de conexión. El amplificador de ganancia 1 puede estar basado en otro AO.

Ahora bien, dado que r_d depende de la corriente, puede suceder que cuando i sea grande, r_d sea tan pequeña que C tenga que ser muy grande, con lo cual cuando i es pequeña la respuesta es lenta por ser muy sobreamortiguada. En [9] se describe una técnica alternativa para compensación de fase que solventa este problema. En [10] se describe un método para mejorar la exactitud y estabilidad térmica.

7.2.3 Electrómetros con puente de varactores

Cuando se desean corrientes de entrada muy pequeñas y con derivas también muy pequeñas, se emplea el mismo principio de los amplificadores troceadores: la señal de entrada se traslada en frecuencia mediante un modulador, se amplifica (en alterna y, por lo tanto, sin problemas de derivas), se demodula y se amplifica la señal demodulada, de baja frecuencia (figura 7.16a). Para tener corrientes de entrada débiles, el modulador consiste en un puente de varactores (figura 7.16b). Es un puente de alterna con dos varactores (diodos $D1$ y $D2$), alimentado con un oscilador de unos 100 kHz. Las tensiones v_s y v_c deben ser suficientemente pequeñas para que $D1$ y $D2$ no estén nunca polarizados directamente. La tensión v_s produce una diferencia entre v_{d1} y v_{d2} que desequilibra sus capacidades, dando una di-

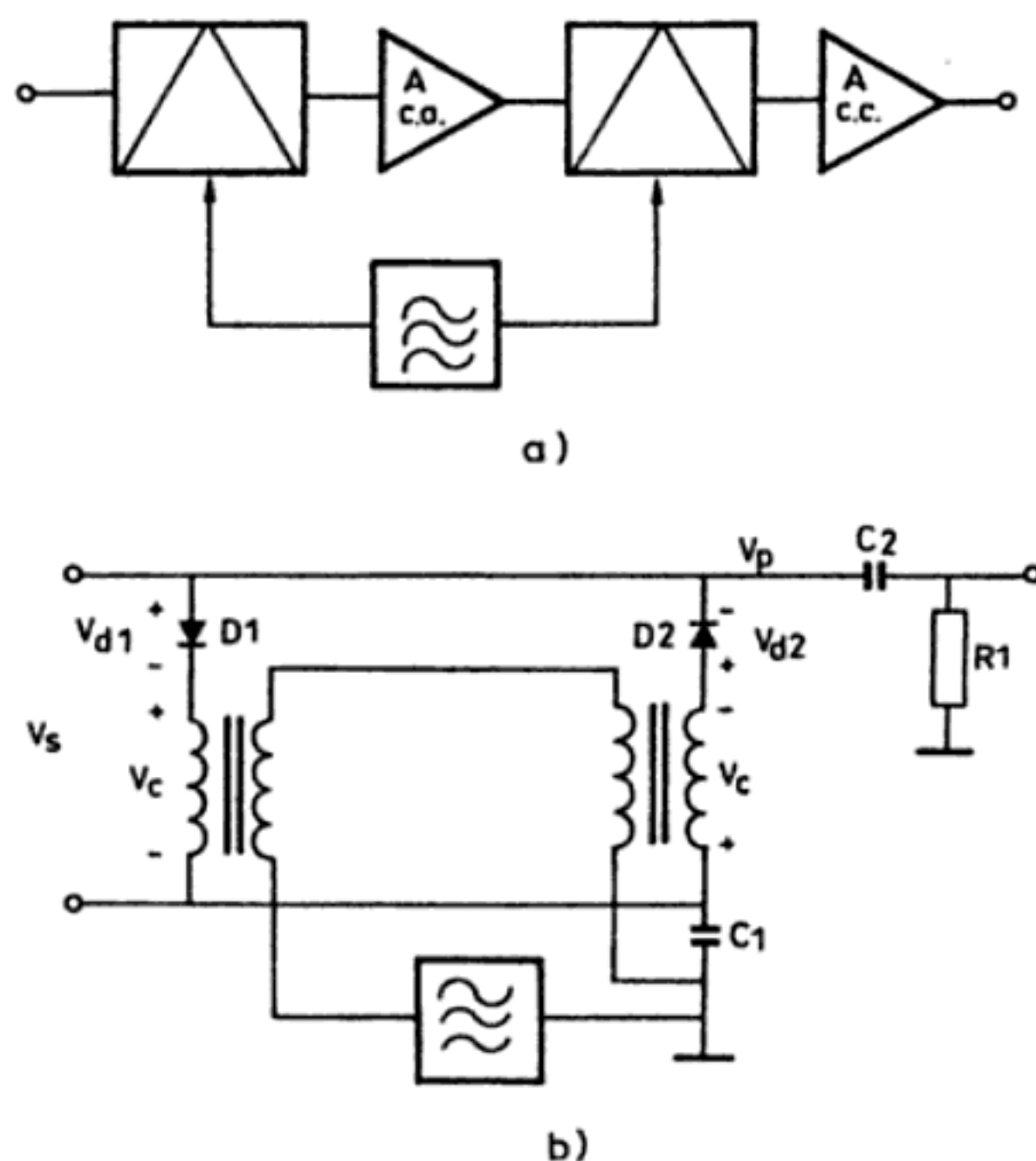


Figura 7.16 Electrómetro basado en un puente de varactores. a) Estructura. b) Modulador con puente de varactores.

La necesidad de emplear dieléctricos de calidad en los circuitos electrométricos se comprende fácilmente si se tiene en cuenta que una tensión de 10 V, por ejemplo la propia de alimentación del amplificador, provoca en la entrada del circuito a través de un aislamiento de $1\text{ T}\Omega$ una corriente de 10 pA que, en algunos casos, excede a la que se desea medir. Hay que recurrir, por una parte, a la utilización de materiales con alta resistencia volumétrica como el teflón y el poliestireno, y, por otra, al empleo de guardas alrededor de los terminales sensibles en las dos caras de los circuitos impresos.

Estas guardas consisten en zonas conductoras que rodean totalmente el terminal a proteger y que se conectan a un potencial próximo al de éste, tal como se muestra en la figura 7.18a. Así, en un amplificador no inversor rodea al positivo y se conecta a la salida del amplificador (figura 7.18b), mientras que en un amplificador inversor rodea al terminal negativo y está puesta a la tensión de referencia (figura 7.18c). La conexión al terminal 8 indicada en los tres casos permite que la cápsula metálica, que está conectada internamente a dicho terminal, quede también puesta a la tensión de la guarda. Las guardas evitan las caídas de tensión en los aislantes, actúan como blindaje y reducen la capacidad de la línea de entrada.

Estas precauciones con los dieléctricos se extienden a la elección de los condensadores que se vayan a insertar en el circuito: su resistencia de fugas debe ser elevada y no deben presentar absorción dieléctrica. Son de nuevo recomendables los de poliestireno, teflón y mica. La superficie del circuito impreso debe estar limpia y los disolventes empleados en su fabricación deben dejar pocos residuos. En ambientes con alta humedad, hay que emplear recubrimientos hidrófugos con

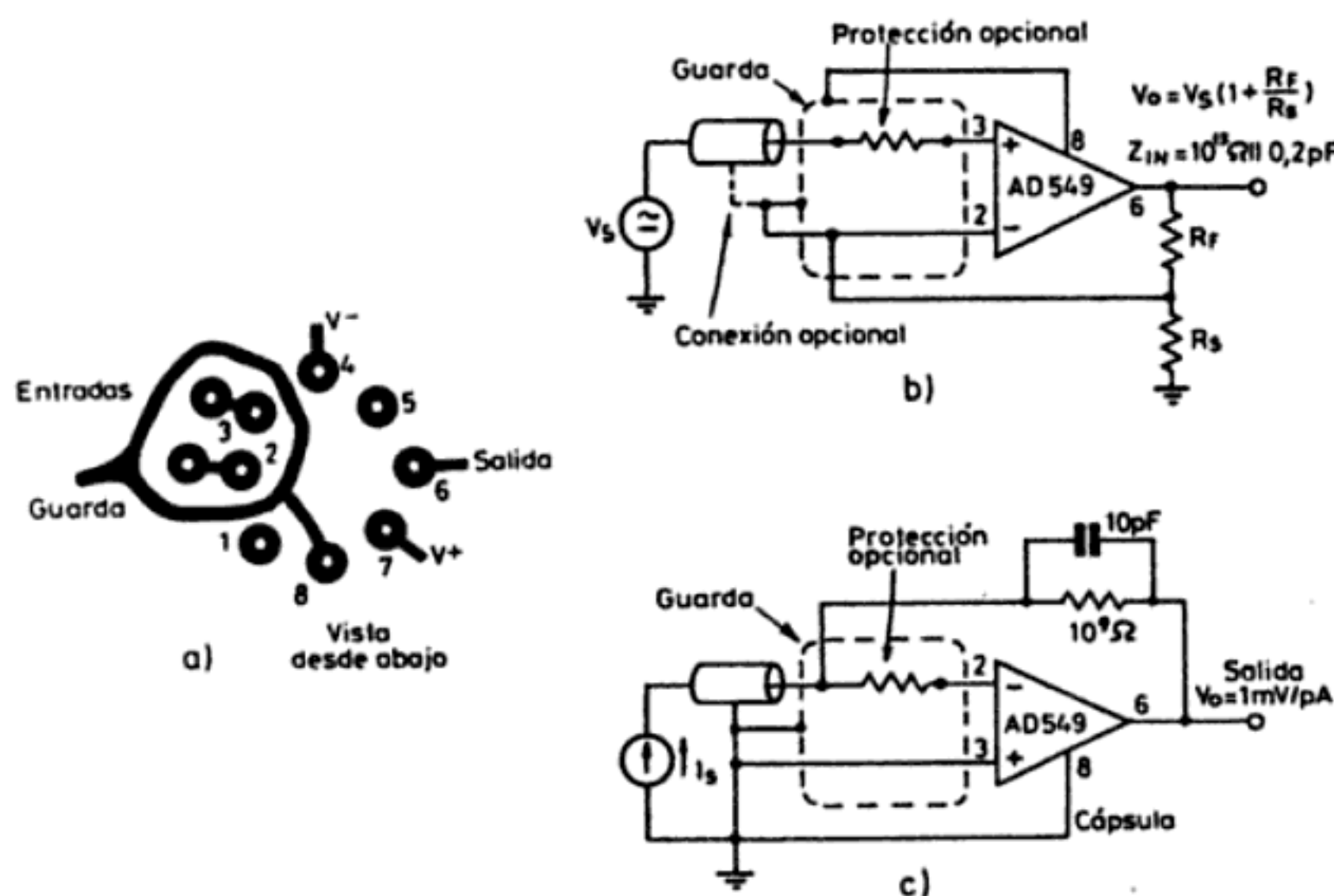


Figura 7.18 Empleo de guardas para reducir las corrientes parásitas de entrada. a) Disposición en las dos caras del circuito impreso. b) Conexión de la guarda en el caso de un amplificador no inversor. c) Conexión de la guarda en el caso de un amplificador inversor (Documentación Analog Devices Inc.).

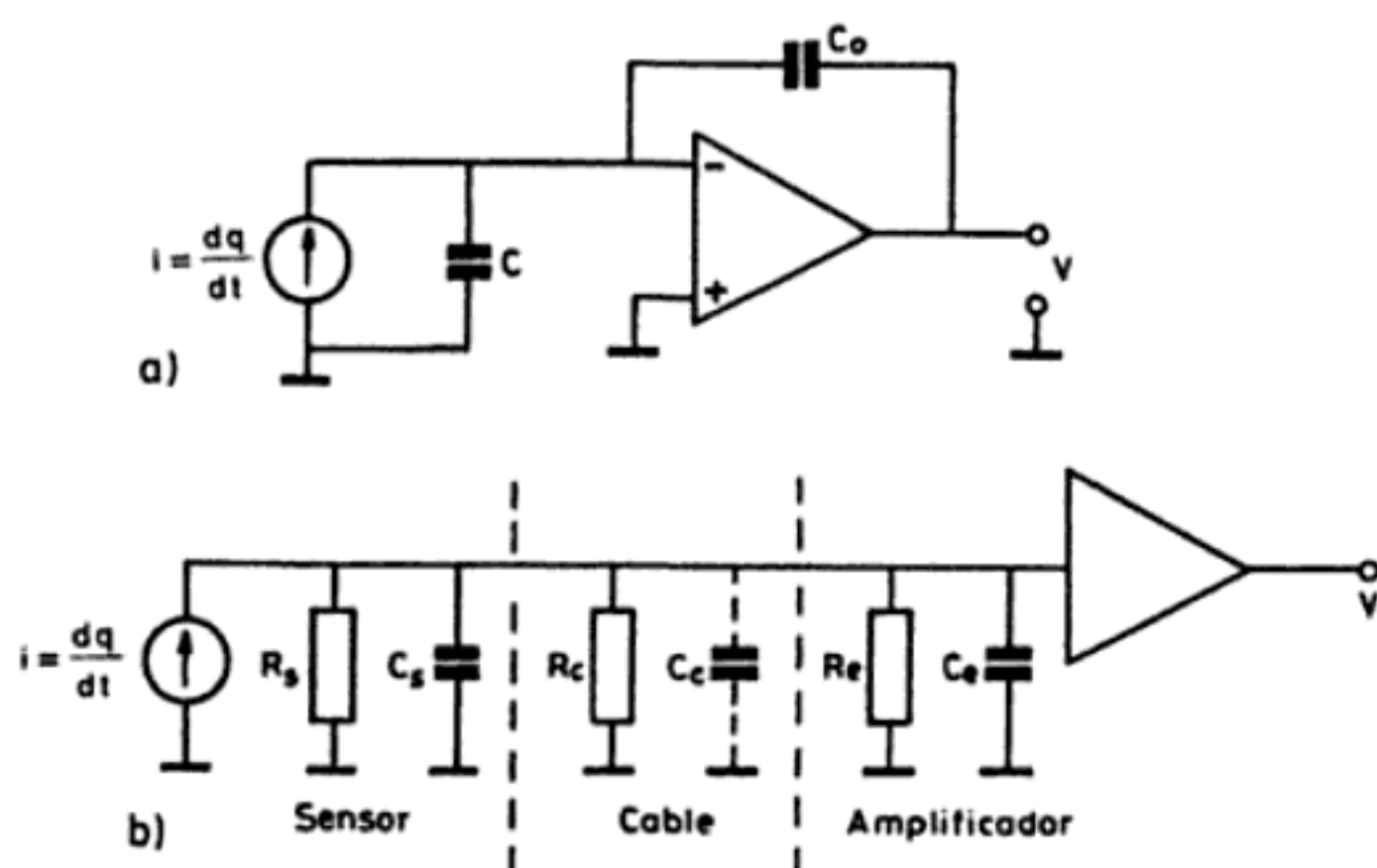


Figura 7.19 a) Amplificador de carga ideal; b) amplificador electrométrico conectado a un sensor piezoeléctrico (acelerómetro).

cable de conexión y la entrada del amplificador tienen una resistencia y capacidad finitas, lleva a la siguiente expresión

$$\frac{V(s)}{a(s)} = \frac{S_q}{C} \frac{RCs}{1 + RCs} \quad (3.1)$$

donde $R = R_s \parallel R_c \parallel R_e$, $C = C_s + C_c + C_e$ y S_q es la sensibilidad en carga del acelerómetro [C/g]. De (3.1) se deduce:

1. La sensibilidad del sensor queda reducida y, además, en una cuantía que depende de la longitud de cable empleada.
2. La respuesta frecuencial es de tipo paso alto y con una frecuencia de corte que depende tanto de la longitud del cable de conexión como de su aislamiento. Éste puede ser además variable con la temperatura y humedad ambiente.

Disponiendo un condensador grande en paralelo con la entrada del amplificador se logra una independencia frente a las variaciones de las otras capacidades, pero a costa de una gran pérdida en la sensibilidad. La influencia de la capacidad del cable también se puede reducir empleando una guarda activa. Pero ello complica el montaje por cuanto debe emplearse un cable triaxial (una malla de guarda y otra para la masa del sensor). El amplificador de tensión de la figura 7.19b, será adecuado, pues, cuando pueda disponerse junto al sensor, por ejemplo en micrófonos o hidrófonos piezoeléctricos.

El amplificador de carga de la figura 7.19a es una solución mejor. Se basa en transferir la carga desde el sensor (en paralelo con el cable y la entrada del amplificador) a un condensador bien conocido, C_0 , y medir la tensión en bornes de éste con un amplificador de características electrométricas. Si la ganancia del amplificador en el lazo abierto es A , se tiene

$$V = \frac{-q}{C_0 + (C + C_0) / A} \approx \frac{-q}{C_0} \quad (3.2)$$

donde se ha supuesto, en la aproximación final, $A \gg 1$. La sensibilidad es ahora independiente del cable, aunque a alta frecuencia, donde el valor de A ha decrecido, puede ser de nuevo importante si C_0 es pequeña (para tener alta sensibilidad). Para proteger el amplificador y mejorar la estabilidad, se suele añadir una resistencia ($1 \text{ k}\Omega$) en serie entre el sensor y la entrada inversora del AO. La respuesta a alta frecuencia puede venir limitada entonces por esta resistencia (y C_0), en vez de venir limitada por A o por la frecuencia de resonancia del sensor. Para que los errores de cero y sus derivas a la salida del amplificador de carga no saturen la etapa siguiente, ésta se suele acoplar en alterna.

La exactitud en la ganancia del amplificador de carga depende de la que tenga C_0 . No basta con que C_0 sea un condensador de precisión; al montarlo hay que reducir las capacidades parásitas, si es necesario apantallándolo electrostáticamente. En cualquier caso, las derivas de un condensador de precisión son menos predictibles que las de una resistencia de calidad, por lo que conviene recalibrar el amplificador periódicamente.

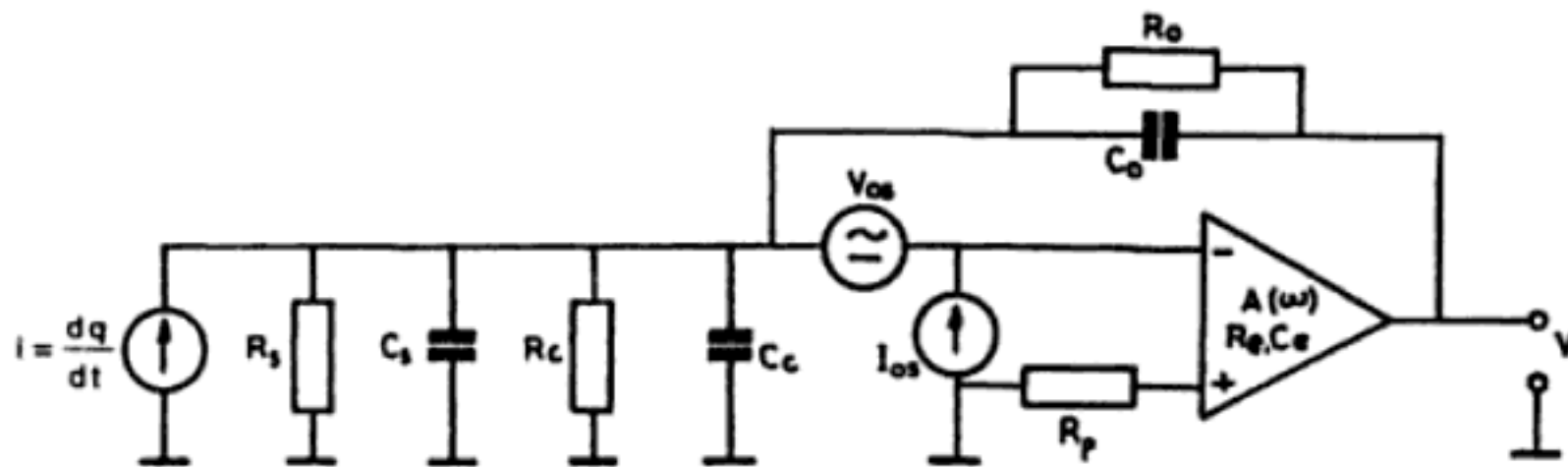


Figura 7.20 Factores de error en un amplificador de carga.

El circuito presentado está ciertamente idealizado, pues se han ignorado las resistencias de fuga del sensor y del cable, y la de entrada del amplificador por una parte, y la tensión y corriente de desequilibrio del amplificador junto con la resistencia de fuga de C_0 por otra. En la figura 7.20 aparecen todos estos elementos. Considerando sólo las resistencias y llamando R a su combinación paralelo, se obtiene:

$$\frac{V(s)}{a(s)} = -\frac{S_q}{C_0} A \frac{R C_0 s}{1 + R [C + (1 + A) C_0] s} \quad (3.3)$$

que es también una respuesta tipo paso alto, como en (3.1), de forma que no se pueden medir fenómenos estáticos. Sin embargo, la frecuencia de corte es ahora mucho menor porque el valor de C_0 queda multiplicado por A . Si $R = 1 \text{ T}\Omega$ (que implica un sensor de cuarzo, no cerámico, y un amplificador con entrada JFET o MOSFET), si $C_0 = 10 \text{ pF}$ y $A = 10^5$, la frecuencia de corte es

$$f \approx \frac{1}{2\pi R A C_0} = 0,16 \mu\text{Hz}$$

lo que permitirá medir fenómenos muy lentos. En cambio, en (3.1) sólo se podría lograr algo similar a base de aumentar mucho C , perdiendo sensibilidad, y aumentando R hasta el punto que determinen las fugas del sensor.

La resistencia R_0 , necesaria para la polarización del AO, influye también en la frecuencia de corte anterior. Su valor efectivo queda dividido por $1 + A$ y aparece en paralelo con R . También afecta a la contribución de V_{os} e I_{os} a la salida. El análisis de estas contribuciones es inmediato a partir de la figura 7.20. La tensión de salida debida exclusivamente a las tensiones y corrientes de desequilibrio resulta ser

$$v|_0 = V_{os} \left(1 + \frac{R_0}{R} \right) - I_{os} R_0 \quad (3.4)$$

habiéndose supuesto que el valor de R_p se ha elegido de forma que las corrientes de polarización contribuyan a la salida sólo a través de su diferencia I_{os} , es decir, $R_p = R \parallel R_0$.

A la vista de (3.4) está claro que interesa que R_0 sea lo menor posible, dentro de lo que permita la menor frecuencia a medir, y se inserta un resistor en paralelo con C_0 , sin depender de las fugas de éste. Si la frecuencia de corte paso alto es demasiado baja, los efectos piroeléctricos en los sensores pueden llegar a saturar el amplificador. Además, el tiempo de recuperación tras una saturación puede ser excesivamente largo. Dado que R viene determinada a su vez por las fugas del sensor, si se trata de cuarzo se elige R_0 entre $10^{10} \Omega$ y $10^{14} \Omega$ con C_0 entre 10 pF y 100 nF. En cambio, para las cerámicas la sensibilidad se determina con un condensador entre 10 pF y 1 nF, y para R_0 se disponen valores de 10^8 a $10^{10} \Omega$. Se comprende que en este segundo caso no se pueden realizar medidas cuasiestáticas. En vez de una sola resistencia de valor elevado, o varias de ellas en serie, para R_0 se puede emplear una red en T, como en la figura 7.13. En los sensores que trabajan a alta temperatura aumentan las fugas y, por lo tanto, se degrada su respuesta a baja frecuencia. Para las cerámicas con menor resistencia se pueden emplear amplificadores de tensión.

Los comentarios relativos a resistencias, aislamientos y precauciones en el montaje, formulados para los amplificadores electrométricos, tienen también validez al considerar la realización de un amplificador de carga mediante componentes discretos.

Para evaluar la sensibilidad del amplificador de carga antes de su montaje con el sensor, o para ajustar su ganancia en un sistema ya montado, conviene disponer un sistema que permita hacerlo electrónicamente, sin necesidad de excitar mecánicamente el sensor con una carga conocida (aceleración, fuerza, presión, etc.). En la figura 7.21 se representa un método que consiste en insertar una tensión de frecuencia ajustable conocida, en serie con el sensor [4]. Se supone que mientras se calibra el sistema está libre de excitación mecánica. Si se considera que la resisten-

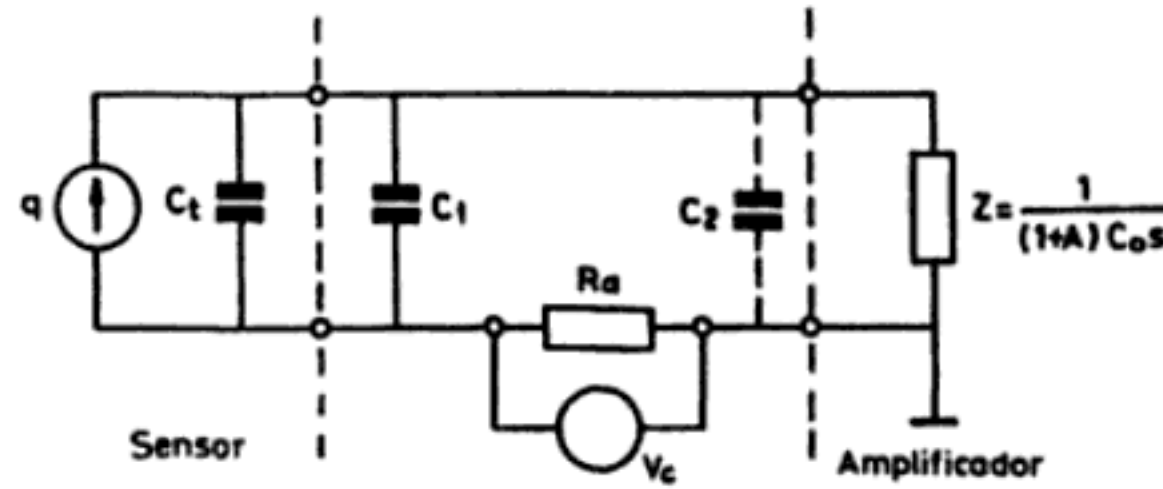


Figura 7.21 Calibración in situ de un amplificador de carga sin necesidad de excitar el sensor [4].

cia del cable es pequeña frente a R_a y que ésta tiene un valor inferior al de las otras impedancias del circuito a la máxima frecuencia de interés, se obtiene como respuesta a v_c ,

$$v = v_c \frac{C}{C_0} \frac{A}{A+1} \approx v_c \frac{C}{C_0} \quad (3.5)$$

donde $C = C_s + C_1$. En términos de la sensibilidad de carga del sensor, la tensión que hay que aplicar por unidad de aceleración —suponiendo que se trate de un acelerómetro— es

$$\frac{v_c}{a} = \frac{S_q}{C} \text{ V/g} \quad (3.6)$$

Resulta, pues, que la calibración depende de la longitud de cable entre el punto de inserción y el sensor (C_1). Por esta razón puede ser interesante incorporar R_a en el propio sensor. Otra conclusión que se puede extraer de (3.6) es que, una vez calibrado el amplificador, si al insertar de nuevo v_c la salida v no corresponde al valor previsto, es señal de que ha cambiado C_s . Este cambio va asociado normalmente a una variación de la sensibilidad del sensor y, por lo tanto, se pueden detectar cambios en ésta aunque el sensor no esté excitado. Obviamente, tampoco las averías en cables y conectores pasan inadvertidas.

Para que este método de calibración sea aceptable, no debe provocar perturbaciones cuando el sensor esté cargado. Para que suceda así, al desconectar v_c y dejar R_a en serie en el circuito, su impedancia debe ser suficientemente pequeña a la máxima frecuencia de interés. Es decir,

$$R_a \ll \frac{C_s + C_1 + C_2 + (1+A) C_0}{\omega (C_s + C_1) [C_2 + (1+A) C_0]} \approx \frac{1}{\omega (C_s + C_1)} \quad (3.7)$$

Esta es la condición que se ha impuesto para obtener (3.6). Con valores de 10 a 100 Ω se cumple en la mayoría de los casos.

7.4 RUIDO EN AMPLIFICADORES

Siempre que se manejan señales débiles o cuando se desea gran resolución, en particular si se va a trabajar a baja frecuencia, hay que prestar mucha atención a las perturbaciones intrínsecas o ruido asociado a los componentes con los que se realizan los circuitos.

7.4.1 Ruido en amplificadores operacionales

En condiciones normales, en la salida de cualquier amplificador están presentes señales no relacionadas con las aplicadas a su entrada. Se deben a perturbaciones internas y se denominan en general «ruido». Se excluyen de dichas perturbaciones las de corriente continua y muy baja frecuencia (hasta 0,01 Hz) que se atribuyen a las tensiones y corrientes de desequilibrio y sus derivas (apartado 7.1.1).

El ruido se puede modelar con un circuito similar al de la figura 7.1 para la tensión y corrientes de desequilibrio, tal como se indica en la figura 7.22. Ahora bien, para el análisis del circuito hay que tener en cuenta que aquí se trata de señales aleatorias y que se supone que las distintas fuentes de ruido son independientes entre sí. Ello lleva a las siguientes consideraciones:

1. La suma de las tensiones se hace cuadráticamente, por cuanto no se trata de determinar el valor exacto de la tensión de ruido en un instante dado, cosa imposible por ser una señal aleatoria (no determinista), sino que se procede al cálculo de la densidad espectral de potencia del ruido resultante de la adición de diversas fuentes independientes. (En realidad se habla de tensión, que es más cómodo, y no de potencia; pero puede suponerse que se trata de potencia sobre una

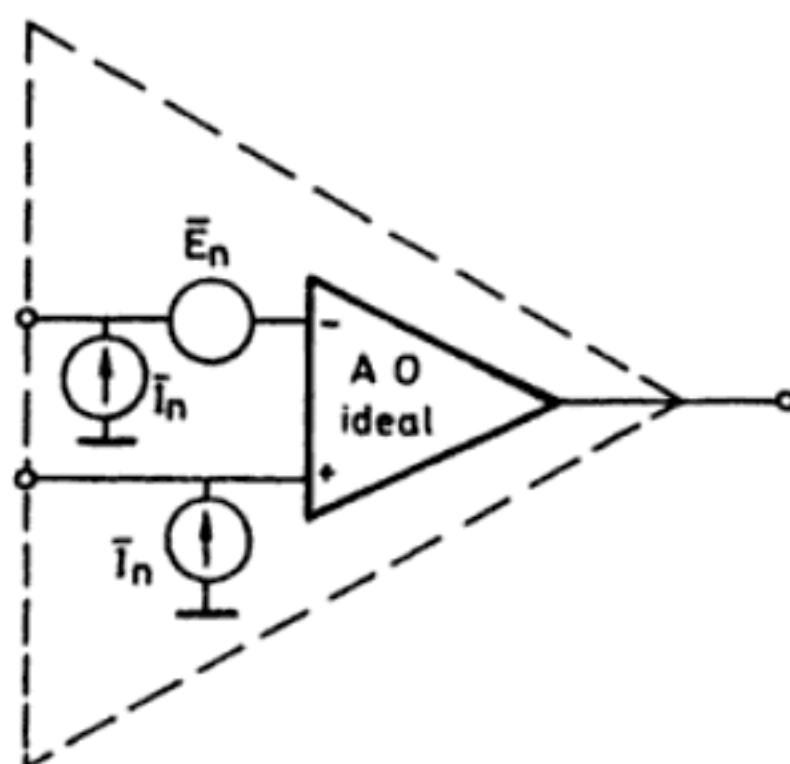


Figura 7.22 Modelo de ruido habitual en los amplificadores operacionales: al AO ideal se le añaden un generador de ruido y dos generadores de corriente equivalentes. Algunos fabricantes emplean dos generadores de tensión y dos generadores de corriente, mientras otros emplean un solo generador de tensión y uno de corriente.

resistencia de $1\ \Omega$, y prescindir del formalismo en beneficio de la comodidad.) Se tiene así

$$e_{\text{total}}^2 = e_{r1}^2 + e_{r2}^2 + e_{r3}^2 + \dots \quad (4.1)$$

2. Por la razón anterior, si una fuente de ruido es tres veces inferior a las demás, puede eliminarse sin que influya en los resultados de forma apreciable.

3. Apareando las resistencias de entrada no se reduce el efecto de las corrientes de ruido, como sucedía con las corrientes de polarización, sino que aumenta (por la contribución de la resistencia añadida).

La justificación del modelo de la figura 7.22 está en los mecanismos que provocan el ruido. En el caso de un AO, los principales son tres: ruido térmico o Johnson, ruido de granalla («shot») o Schottky y ruido $1/f$ («flicker») [5].

El ruido térmico o Johnson es debido a la agitación térmica de los electrones en una resistencia, y aquí en concreto en la resistencia de base o en el canal de los transistores de entrada. Se puede representar como un generador de tensión en serie con una resistencia ideal o bien como un generador de corriente en paralelo con una conductancia ideal. Su distribución de amplitudes es gaussiana y su contenido frecuencial es el mismo para todas las frecuencias. En un ancho de banda $B = f_A - f_B$, el valor eficaz de la tensión de ruido es

$$e_t = \sqrt{4kTBR} \quad (4.2)$$

donde k es la constante de Boltzmann, $k = 1,38 \times 10^{-23}$ J/K, T la temperatura absoluta a la que está la resistencia y R el valor de ésta. Esta fórmula es válida siempre y cuando T no sea demasiado baja ni f_A demasiado alta (superior al margen de las microondas). En términos prácticos, a una temperatura de 27°C (300 K), de (4.2) se deduce que el ruido para una resistencia de valor R (en kiloohmios) es de unos $4\sqrt{BR}$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$. No obstante, por poca potencia que disipe una resistencia su temperatura fácilmente sube unos cuantos kelvins por encima de la temperatura ambiente. La dependencia del ruido con el ancho de banda aconseja poner un condensador grande en paralelo con las resistencias que no afectan a la función de transferencia del circuito, para reducir así el ancho de banda del ruido térmico asociado; por ejemplo, R_3 en la figura 7.1a y R_p en la figura 7.20. En paralelo con las resistencias que influyen en la función de transferencia, se puede poner también un condensador, pero su valor debe ser suficientemente pequeño para que la función de transferencia no quede alterada.

El ruido de granalla («shot») se debe a que la corriente eléctrica consta de cargas individuales y, cuando son independientes, la cantidad de cargas que pasa por una sección varía aleatoriamente. Esto sucede, por ejemplo, en una unión semiconductor, pero no es así en conductores metálicos, en los que hay una correlación entre electrones. Este ruido se puede representar mediante una corriente, constante para todas las frecuencias, cuyo valor eficaz viene dado por

$$I_{sh} = \sqrt{2qIB} \quad [A] \quad (4.3)$$

siendo q la carga de un electrón ($1,6 \times 10^{-19}$ C) e I la corriente media a través de la unión. Su distribución de amplitudes es también gaussiana.

El ruido $1/f$ (o «flicker») sí que depende de la frecuencia (precisamente a esto debe la denominación « $1/f$ ») aunque su distribución de amplitudes es también gaussiana. Su origen no es muy bien conocido, aunque parece asociado a un mal contacto entre materiales conductores. Es la fuente de ruido más importante a baja frecuencia, y la frecuencia donde empieza a predominar esta fuente de ruido sobre las demás distingue a los AO de bajo ruido de los que no lo son. Se caracteriza con una fuente de corriente cuya densidad espectral es

$$i_f = \sqrt{\frac{2q I_B f_{ci}}{f}} \quad [A/\sqrt{Hz}] \quad (4.4)$$

siendo I_B la corriente de base o de puerta y f_{ci} la frecuencia de «corte» de la corriente, es decir, aquella por debajo de la cual el ruido depende de la frecuencia. Dicha frecuencia suele ser más alta para los transistores FET que para los bipolares. Los AO chopper no tienen esta fuente de ruido. Obsérvese que aunque la densidad espectral del ruido $1/f$ aumente conforme disminuye f , esto no significa que la tensión o corriente de ruido aumenten indefinidamente. Por una parte, el resultado de calcular el ruido total (según se expone posteriormente) implica un aumento moderado incluso cuando se consideran periodos de tiempo prolongados (para los que es mejor emplear las especificaciones de derivas que las de ruido). Por otra parte, el tiempo de funcionamiento continuado de un dispositivo puede que ni siquiera exceda de un año y, en cualquier caso, su periodo de vida útil no excederá de una o dos décadas.

El ruido de un AO depende de su tecnología de fabricación. En AO bipolares la tensión de ruido es pequeña y la zona de ruido $1/f$ empieza a frecuencias muy bajas. En cambio, la corriente de ruido es relativamente alta. Son la mejor opción para señales procedentes de fuentes de baja resistencia de salida. En AO con entrada FET, la corriente de ruido es muy baja, aunque crece a partir de frecuencias del orden de 10 kHz, la tensión de ruido es relativamente baja, pero hay un ruido $1/f$ importante. Son adecuados para fuentes de señal de alta resistencia de salida. En AO con entrada MOSFET, la tensión de ruido es superior a los JFET, y su ruido $1/f$ es, en general, bastante mayor. Sus corrientes de ruido, en cambio, son ínfimas, aunque se multiplican por $\sqrt{2}$ por cada 10°C de aumento de la temperatura.

La tensión de ruido en los AO chopper es mayor que en otros AO por lo que conviene limitar su ancho de banda tanto como se pueda. Pero como no tienen ruido $1/f$, si el ancho de banda es tan pequeño ($< 0,25$ Hz) que el ruido viene determinado por las derivas de la tensión de desequilibrio y no por la tensión de ruido del AO, entonces el ruido total es menor en los AO chopper que en los otros AO.

En resumen, cada entrada de un AO real tiene asociada una tensión y una co-

Cuadro 7.2 Factor por el que hay que multiplicar un valor eficaz de ruido para tener el valor de pico a pico para distintos valores de la probabilidad aceptada de que los valores de pico a pico reales puedan ser mayores.

Probabilidad	0,32	0,046	0,01	0,0037	0,001	0,0001	$6,3 \times 10^{-5}$	10^{-5}	10^{-6}	2×10^{-9}
Factor p.p./ eficaz	2	4	5,2	6	6,6	7,8	8	8,8	9,8	12

En el cuadro 7.3 se presenta el valor de estos parámetros para distintos AO de bajo ruido y para el clásico $\mu A741$, como referencia, para una temperatura de 25°C. Para temperaturas mayores, el ruido aumenta. Para frecuencias inferiores a 1 o 10 Hz, es habitual especificar la tensión de ruido total (en valores de pico a pico). En la figura 7.23a se muestra la densidad espectral de la tensión de ruido y en la figura 7.23b el registro temporal del ruido en la banda de 0,01 a 1 Hz, para un AO de bajo ruido. Para calcular el ruido total se suma cuadráticamente el ruido correspondiente a distintas bandas (con unidades homogéneas). Esto es posible ya que el ruido en unas bandas es independiente del ruido en otras.

La aplicación de los valores obtenidos con (4.7) y (4.8) al modelo de la figura 7.22 es inmediata, pero siempre teniendo en cuenta las consideraciones señaladas al principio de este apartado, y añadiendo cuando menos el ruido térmico asociado a cada resistor o a la parte resistiva de cualquier impedancia presente.

Cuadro 7.3 Valores de los parámetros que determinan el ruido total de diversos AO de bajo ruido, y de uno clásico ($\mu A741$), incluido a efectos de comparación. Los valores para tensiones y corrientes son máximos a 25°C, salvo los indicados como típicos (tip); los valores de las frecuencias son típicos.

	e_n (1 kHz) (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	f_{ce} (Hz)	i_n (1 kHz) (fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	f_{ci} (Hz)	E_n (0,1–10 Hz) (μV_{pp})
AM427B	3	2,7	600	140	0,18
HA5127A	3,8	< 10	600	< 100	0,18
LT1001C	11	4	120	70	0,6
LT1007	3,8	2	600	120	0,13
LT1012C	22	2,5	6	120	0,5 tip
LT1028	1,1	3,5	1600	250	0,075
MAX410	2,4	90	1200 tip	220	0,34
NE5534	3,5	100	400	200	
OP07	11	10	100	50	0,6
OP27A	3,8	2,7	600	140	0,18
OPA111AM	15	1000	0,3	—	3,3
TL051	30	100	10	—	4 tip
TLC2201	8 tip	50	0,6 tip	—	0,7 tip
TLE2027AC	3,8	3	600	—	0,13
$\mu A741$	20	200	550	2000	—

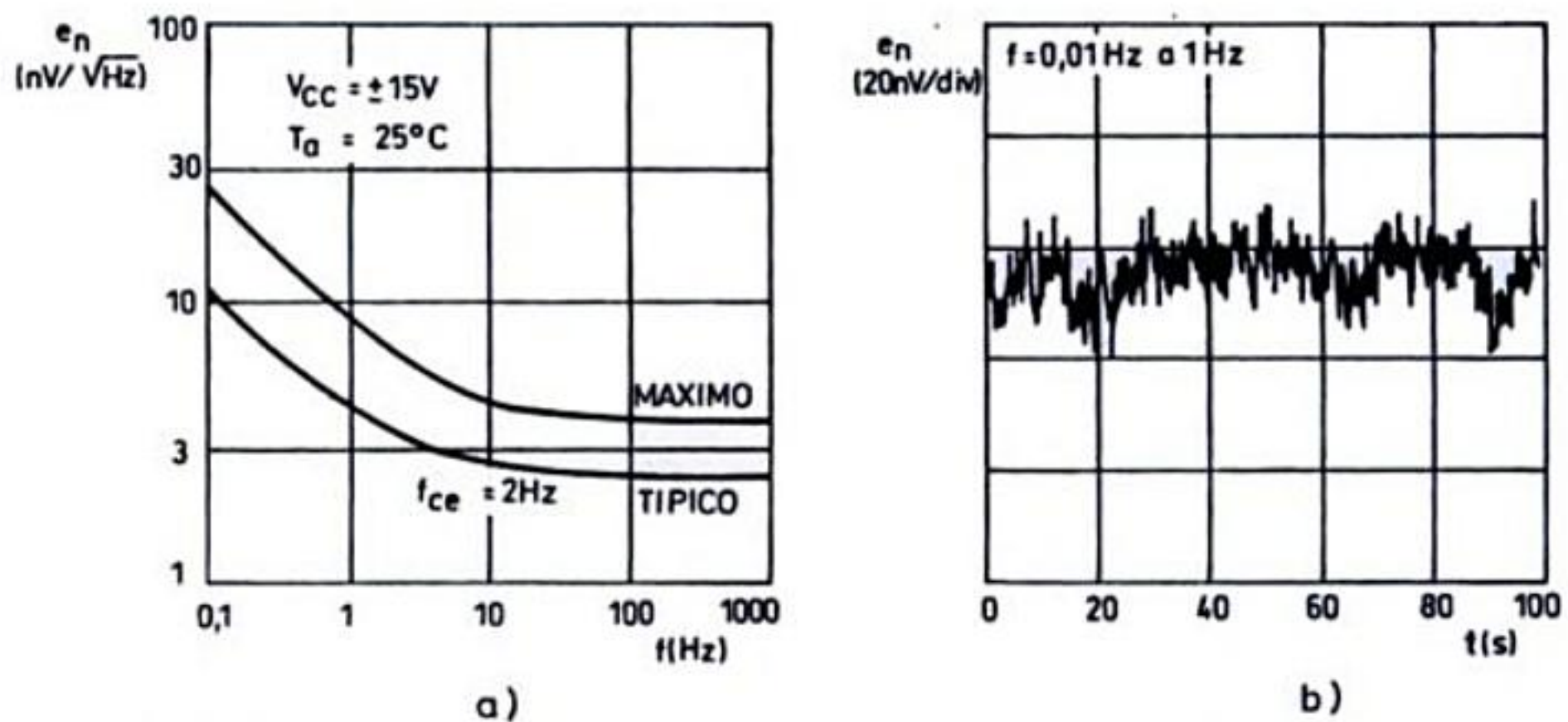


Figura 7.23 Especificación del ruido para el LT1007. a) Densidad espectral de tensión de ruido. b) Registro del ruido en la banda de 0,01 a 1 Hz.

Ejemplo. Calcular el ruido total a la salida de un amplificador seguidor basado en un AO, en función de la resistencia de salida de la fuente de señal, R_s .

Disponiendo en la figura 7.22 las conexiones pertinentes se obtiene

$$v_s^2|_n = \overline{E}_n^2 + \overline{I}_n^2 R_s^2 + 4kTBR_s$$

Si en el lazo de retroacción se dispusiera una resistencia igual a R_s para compensar las corrientes de polarización, resultaría

$$v_s^2|_n = \overline{E}_n^2 + 2\overline{I}_n^2 R_s^2 + 8kTBR_s$$

A partir de este ejemplo es obvio que el AO más adecuado para una aplicación determinada depende de cuál sea la resistencia de salida de la fuente de señal a amplificar. Al cociente $\overline{E}_n / \overline{I}_n$ se le denomina resistencia óptima de ruido porque si la fuente de señal presenta esta resistencia de salida, la contribución de ruido debida al amplificador es mínima. Pero esto no debe hacer olvidar que el nivel mínimo de ruido a la salida se obtiene cuando $R_s = 0$.

Ejemplo. Calcular el ruido total a la salida del amplificador diferencial de la figura E7.1a, donde se desea una ganancia de tensión 200 desde corriente continua hasta 100 Hz, y el AO es el $\mu A741$.

La consideración de una frecuencia nula llevaría, según las fórmulas (4.7) y (4.8), a un ruido infinito. Pero en realidad no existe propiamente una frecuencia «nula», pues siempre hay un instante inicial de entrada en funcionamiento del circuito. Un valor aceptable para el cálculo podría ser 0,01 Hz. Se obtiene entonces para el $\mu A741$, con los datos del cuadro 7.3:

terferencias). Si para simplificar el análisis consideramos sólo el ruido de tensión, según (4.7) para un ancho de banda $f_2 - f_1$, en la zona $1/f$ (banda base) tendremos una potencia de ruido

$$\overline{E}_n^2 (\text{BB}) = e_n^2 f_{ce} \ln \frac{f_2}{f_1} + e_n^2 (f_2 - f_1) \quad (4.9a)$$

En cambio, en la zona con densidad espectral de ruido plana, donde trabaja el amplificador de portadora, la potencia de ruido será

$$\overline{E}_n^2 (\text{AP}) = e_n^2 (f_2 - f_1) \quad (4.9b)$$

En este segundo caso el ruido es siempre menor que en el primero. La potencia de ruido en banda base aumenta a más del doble del ruido en la zona plana cuando se cumple la condición,

$$f_{ce} > \frac{f_2 - f_1}{\ln (f_2 / f_1)} \quad (4.10)$$

Si por ejemplo $f_1 = 0,1$ Hz y $f_2 = 10$ Hz, basta $f_{ce} > 2,15$ Hz. Esta condición es cierta para la mayoría de AO, con lo cual resulta mejor no trabajar en banda base. Si $f_2 - f_1$ es muy pequeña, se puede trabajar en banda base pero empleando un amplificador troceador, que no tiene ruido $1/f$.

7.4.2 Ruido en amplificadores de instrumentación

De forma totalmente análoga a la vista para las tensiones de desequilibrio y sus derivas (apartado 7.14), también el ruido a la salida de un AI tiene dos componentes: una debida a la etapa de entrada y otra debida a la etapa de salida. De este modo, la tensión de ruido referida a la entrada dependerá de la ganancia G de la forma

$$e_n^2|_{RTI} = e_{ni}^2 + e_{no}^2 / G^2 \quad (4.11)$$

donde e_{ni} es el ruido debido a la etapa de entrada y e_{no} el debido a la etapa de salida.

La contribución de las corrientes de ruido se recoge considerando una fuente de corriente dispuesta en cada terminal de entrada, igual que se hace para un AO. Tanto para las tensiones como para las corrientes, cuando se especifican valores de pico a pico, se refieren a una probabilidad del 99,9% de incluir el verdadero valor del ruido (factor de cresta = 6,6, cuadro 7.2).

Ejemplo. Para el AD624 se especifican las siguientes tensiones y corriente de ruido:

$$\text{A } 1 \text{ kHz, } e_{ni} = 4 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}} \quad e_{ni} = 75 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

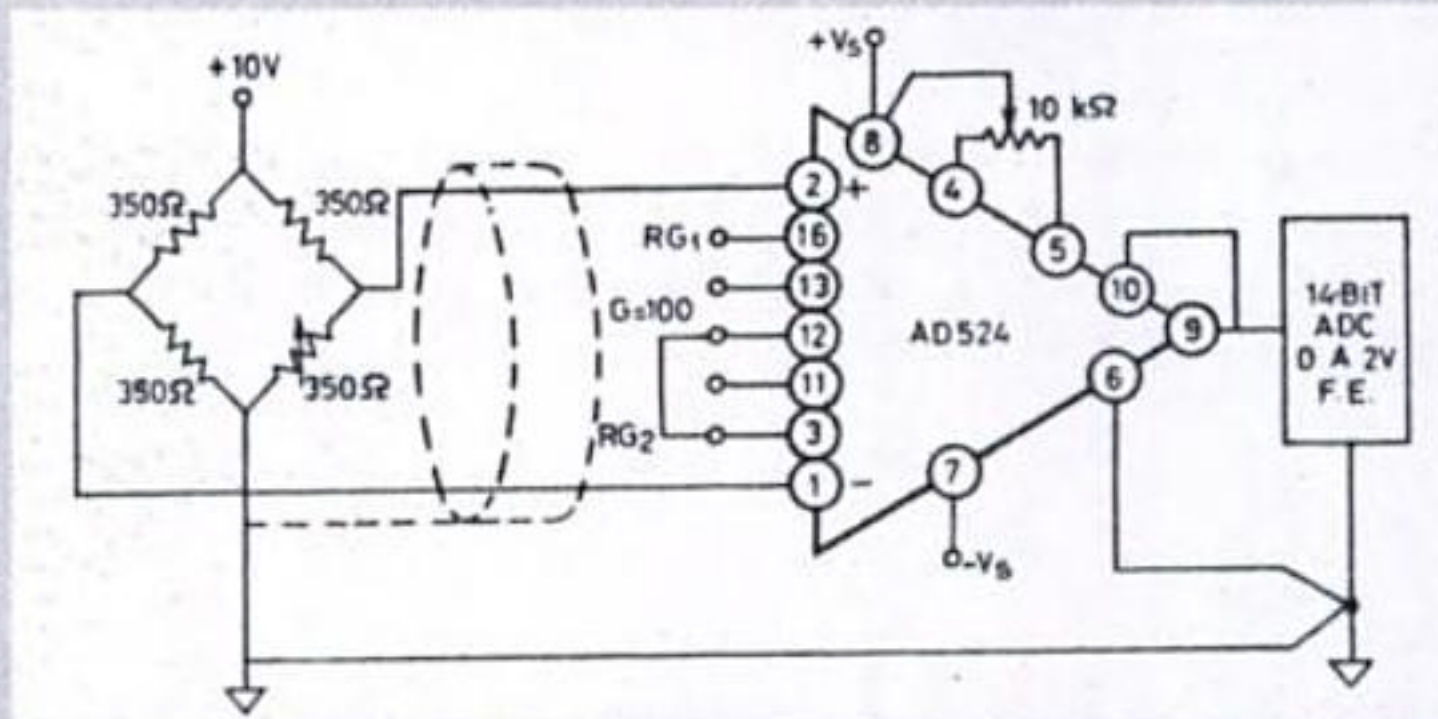


Figura E7.2 Amplificador de instrumentación aplicado a un puente de sensores.

Si la ganancia obtenible con un solo AI no es suficiente y hay que disponer más etapas de ganancia, como regla general para obtener el mínimo ruido a la salida es necesario concentrar al máximo la ganancia en las primeras etapas. Para reducir las interferencias conviene que cada amplificador tenga entrada y salida diferencial, y, si la salida final debe ser unipolar, el paso de diferencial a unipolar hay que hacerlo en la última etapa.

7.5 DERIVAS Y RUIDO EN RESISTENCIAS

7.5.1 Derivas en resistencias

El cálculo de las resistencias en un circuito electrónico suele dar como resultado valores que no están normalizados. Dependiendo de la aplicación, se elige entonces para el diseño una resistencia de un material determinado, con un valor más o menos próximo al calculado, y con una tolerancia adecuada. Sucede, sin embargo, que el valor real de la resistencia cambia con el tiempo, en una cuantía que depende del material y de la disipación térmica en ella.

El aumento de temperatura de una resistencia debido a la potencia que disipa viene determinado por la conducción, convección y radiación de calor. La temperatura más alta en el cuerpo de la resistencia suele encontrarse en su punto central, y se denomina «temperatura del punto caliente». En el margen de temperatura normal, el incremento de temperatura del punto caliente, ΔT , es proporcional a la potencia disipada, P ,

$$\Delta T = A \times P \quad (5.1)$$

siendo la constante de proporcionalidad A (K/W) la resistencia térmica o coeficiente de disipación térmica. A es función de las dimensiones de la resistencia y de la conductividad térmica de los materiales empleados. Si la temperatura ambiente es T_a , la temperatura alcanzada en el punto caliente será

lidad del 95% de que el valor real de $\Delta R/R$ sea menor que el obtenido del nomograma. El valor $\Delta R/R$ correspondiente a $P = 0$ para una T_a determinada indica la estabilidad intrínseca a largo plazo del tipo de resistencia de que se trate, a dicha temperatura ambiente.

Ejemplo. Supóngase una resistencia de 10 k Ω de tipo CR25 (Philips) que disipa 0,4 W a una temperatura ambiente de 40°C. Determinar si esta disipación está permitida y la estabilidad de la resistencia al cabo de 1000 h, a partir de su nomograma.

En la figura 7.24a, para 0,4 W y $T_a = 40^\circ\text{C}$ encontramos en la parte superior $T_M = 135^\circ\text{C}$, que es inferior a los 155°C permitidos.

Para $T_M = 135^\circ\text{C}$ y 10 k Ω , en la parte inferior de la figura 7.24a encontramos $\Delta R/R = 1\%$ al cabo de 1000 h. Obsérvese que una disposición de 0,4 W la produce una corriente de tan solo

$$I^2 = 0,4/10^4 \quad I = 6,3 \text{ mA}$$

si bien la caída de tensión en la resistencia sería de 63 V, que es un valor muy alto.

Resulta, pues, que de poco sirve elegir una resistencia de tolerancia estricta con la intención de «garantizar» su valor, si luego resulta que por las condiciones de trabajo las derivas de su valor al cabo de un tiempo producen una incertidumbre superior a la debida a la tolerancia inicial del valor nominal. Si el periodo de tiempo considerado t_x (h) excede de 1000 h, se puede multiplicar el resultado obtenido para 1000 h por $(t_x/1000)^{1/2}$. Para resistencias previstas para equipos de larga vida, se especifican las derivas en periodos más largos: hasta 10.000 h, por ejemplo si se trata de resistencias para automóviles, y hasta 225.000 h, por ejemplo para centralitas telefónicas. En este último caso, la temperatura máxima aceptada suele ser de 125°C en vez de 155°C.

Con el nomograma de la figura 7.24a también se puede calcular la máxima disipación de potencia permitida en unas condiciones de funcionamiento determinadas.

Ejemplo. Suponer una resistencia de 100 k Ω de tipo CR25 que trabaja en un ambiente de 70°C y se desea que su estabilidad al cabo de 1000 h de funcionamiento sea del 0,5%. ¿Cuál es la máxima disipación de potencia permitida?

De la parte inferior de la figura 7.24a deducimos que para $\Delta R/R = 0,5\%$, debe ser $T_M < 65^\circ\text{C}$. En la parte superior, para $T_M = 65^\circ\text{C}$, y $T_a = 70^\circ\text{C}$, encontramos $P \approx 30 \text{ mW}$. Es decir, la corriente no debe exceder unos 0,5 mA o, si se prefiere, la caída de tensión en la resistencia debe ser inferior a unos 55 V.

En la figura 7.24b se presenta otra forma, más limitada, de estimar la estabilidad de una resistencia. Consiste en dar la máxima disipación permitida (P_M) como porcentaje de la potencia nominal (P_n), en función de la temperatura ambiente.

para que no se supere una deriva determinada (por ejemplo, del 1,5% al cabo de 1000 h de funcionamiento), ni una temperatura mayor de 155°C en el punto caliente. Obsérvese que a partir de $T_a = 70^\circ\text{C}$ la potencia máxima va decreciendo.

Cuando disipan muy poca potencia, como sucede en los circuitos de precisión, el valor de las resistencias cambia sobre todo al cambiar la temperatura ambiente. El coeficiente de temperatura $(dR/R)/dT$ depende del material, del valor nominal de la resistencia y de la temperatura. En la figura 7.25 se especifica el coeficiente de temperatura para resistencias de película de carbón mayores de 10 Ω , a $T_a = 25^\circ\text{C}$. Las resistencias de película metálica tienen menores derivas: $\pm 50 \times 10^{-6}/\text{K}$ para la serie MR25 de Philips entre -55°C y $+155^\circ\text{C}$, $\pm 25 \times 10^{-6}/\text{K}$ para las series M y C de TRW entre -55°C y $+175^\circ\text{C}$, y $< 10^{-6}/\text{K}$ para las resistencias VHP100 de Vishay entre 0°C y $+125^\circ\text{C}$.

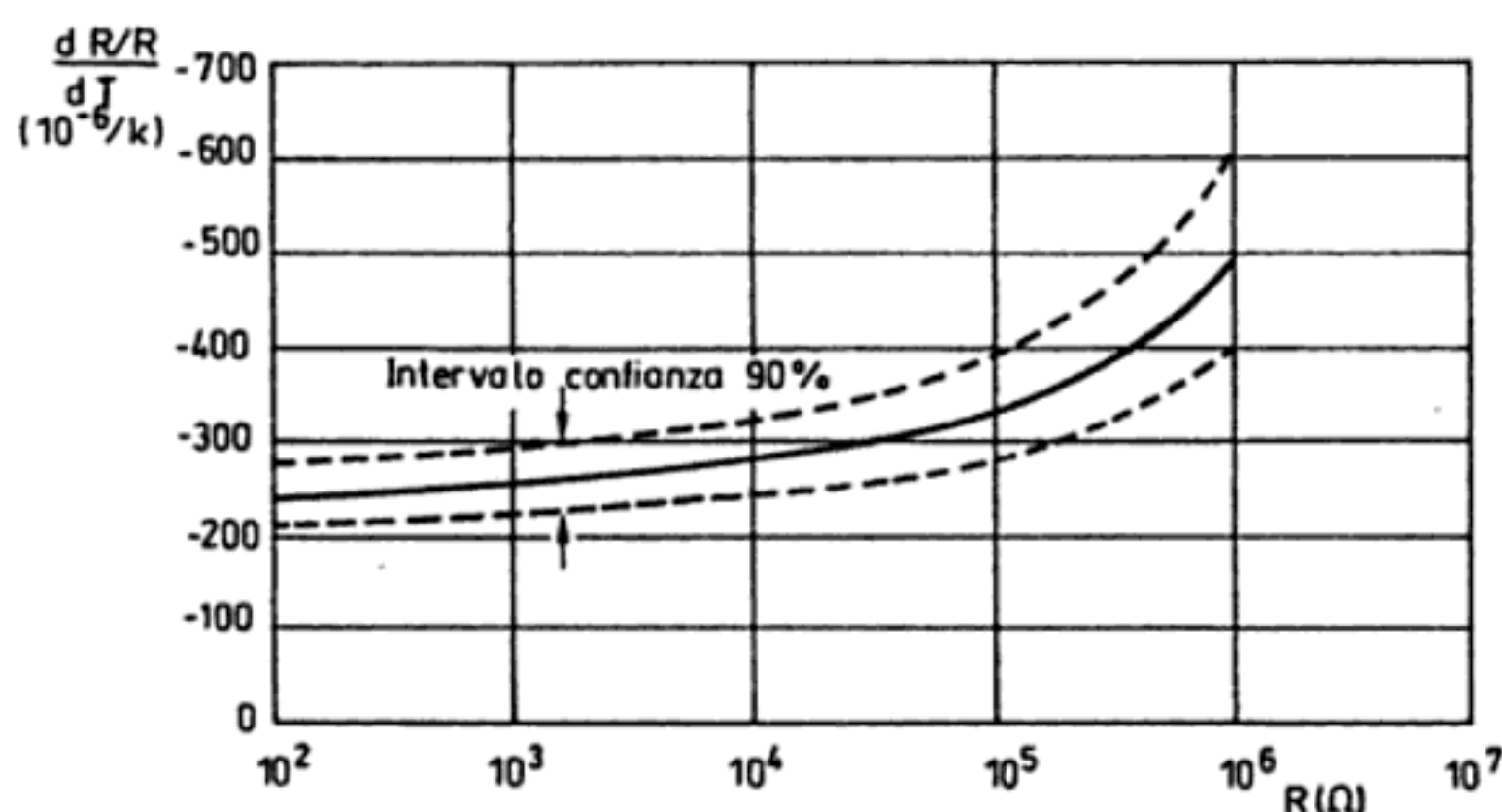


Figura 7.25 Coeficiente de temperatura en función del valor de la resistencia, para el modelo CR25 (película de carbón) (Documentación Philips).

7.5.2 Derivas en resistencias variables (potenciómetros)

Hay dos tipos básicos de resistencias variables mediante acción manual o potenciómetros: las de ajuste y las de control. Los potenciómetros de ajuste (trimmers, trimpot) se emplean para eliminar el efecto de las tolerancias de los circuitos en el montaje, o para reajustar los circuitos en un momento posterior. Su cursor se mueve pocas veces. Los potenciómetros de control se utilizan para variar la ganancia o nivel de señal, u otras acciones que comportan el desplazamiento del cursor repetidas veces. Consideramos aquí sólo los potenciómetros de ajuste.

Al elegir un potenciómetro, el primer parámetro a considerar es su resistencia nominal R_n , que es el valor de la resistencia entre terminales extremos cuando el contacto central está desplazado al límite en un extremo. La tolerancia del valor de esta resistencia suele ser alta, de $\pm 10\%$ e incluso $\pm 20\%$, y su coeficiente de temperatura es también muy alto (hasta $\pm 500 \times 10^{-6}/\text{K}$). La resistencia medida entre terminales extremos se denomina resistencia total R_t . La potencia máxima

P_M que puede disipar a una temperatura ambiente determinada se especifica para carga continua aplicada entre los terminales extremos y montado según normas. La tensión máxima se calcula entonces como $E_M = (P_M R_n)^{1/2}$. La corriente máxima que puede circular entre un terminal y el contacto móvil se calcula como $(P_M / R_n)^{1/2}$.

Desde el punto de vista del ajuste, el primer parámetro a considerar es la resolución. En potenciómetros de hilo bobinado, el avance del cursor produce incrementos de resistencia a base de pequeños saltos. En los potenciómetros de película o plástico conductor, la resolución es en principio infinita. La ajustabilidad es un parámetro que indica la precisión con que se puede ajustar la salida a un valor deseado; por ejemplo, $0,1\% R_t$ en 10 s. La estabilidad del ajuste indica cuál es la variación de la tensión de salida (en el cursor) sin reajustar, y se expresa como porcentaje de la tensión aplicada entre extremos. La posición del cursor queda afectada por los choques y vibraciones.

7.5.3 Ruido en resistencias

De la ecuación (4.2) se deduce que el ruido térmico en una resistencia es

$$e_t = 7,4 \sqrt{RTB} \times 10^{-12} \text{ V}_{ef} \quad (5.4)$$

Sin embargo, en las resistencias de película (metálica o de carbón) la conducción es a través de la superficie, y en las resistencias de composición la conducción es entre granos (de carbón), por lo que el ruido observado es mayor que el indicado por (5.4), aplicable a resistencias bobinadas donde la conducción es a través del volumen del conductor.

En las resistencias de película y de composición, el exceso de ruido observado es casi proporcional al cuadrado de la corriente a través de la resistencia e inversamente proporcional a la frecuencia. Se denomina por ello ruido de corriente o ruido $1/f$. La dependencia con el valor de la resistencia, sin embargo, es compleja y para considerarla se define el «índice de ruido» (NI, Noise Index). El índice de ruido es el cociente entre la tensión eficaz debida al ruido de corriente, en un ancho de banda de una década, y la tensión continua media producida por una corriente constante determinada que circula por la resistencia a una temperatura también determinada. Suele expresarse en « $\mu\text{V}/\text{V}$ », o en decibelios (con $0 \text{ dB} = 1 \mu\text{V}/\text{V}$),

$$NI = 20 \log \frac{\text{Tensión ruido (década)}}{\text{Tensión continua}} \quad (5.5)$$

Para una banda de frecuencias de f_1 a f_2 , menor de 1 década, el ruido de corriente total de una resistencia R por la que circula una corriente I y que tiene un índice de ruido NI (dB), será

$$e_n = I R 10^{NI/20} \sqrt{\log(f_2 / f_1)} \quad \mu\text{V}_{ef} \quad (5.6)$$

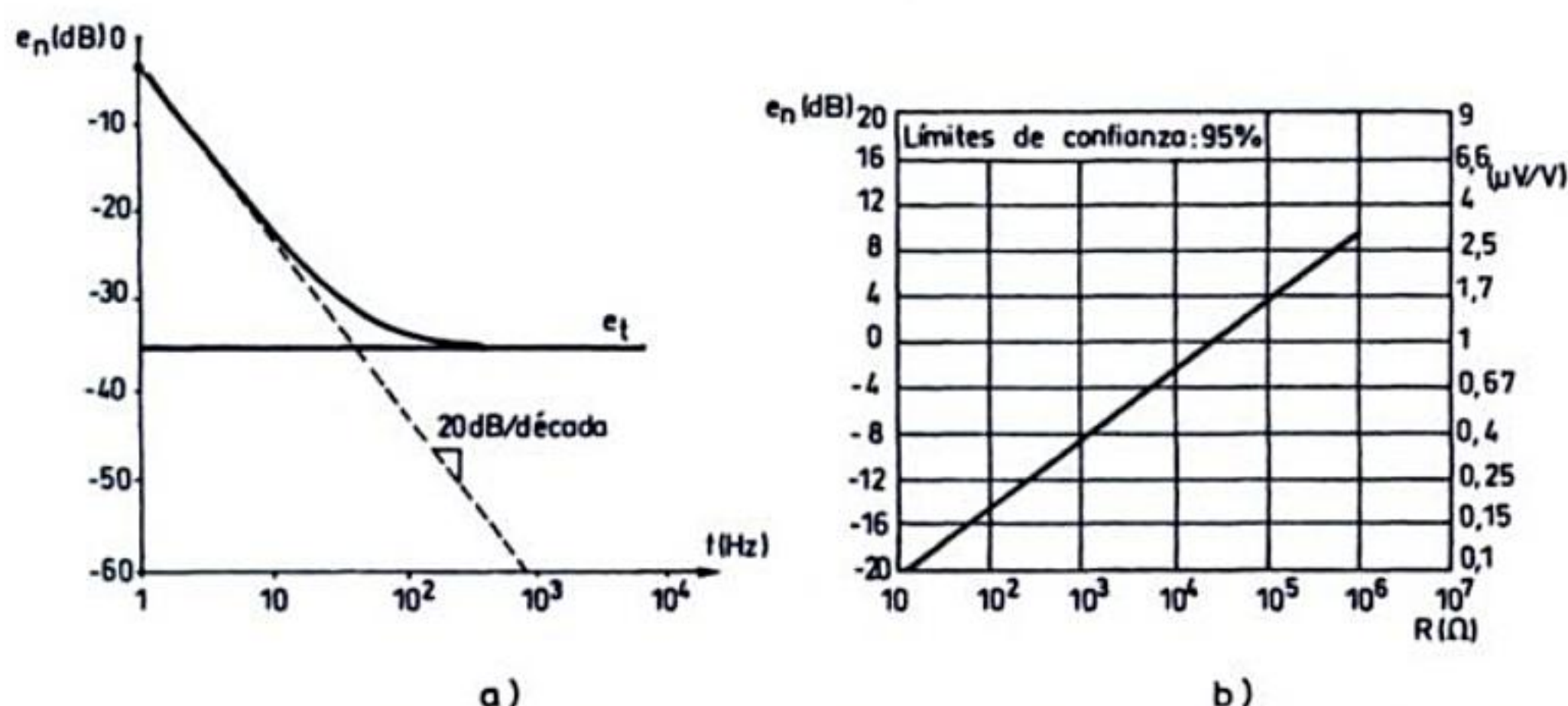


Figura 7.26 a) Ruido total en una determinada resistencia de película de 22 kΩ; a alta frecuencia coincide con el ruido térmico (Documentación Mepco/Centralab Inc.). b) Ruido en función del valor de R para resistencias de película de carbón CR25 (Documentación Philips).

Si interesa el ruido en más de una década de frecuencia, se pueden sumar los cuadrados de la tensión eficaz de ruido en cada década y tomar la raíz cuadrada. El ruido total se obtiene sumando el ruido de corriente y el ruido térmico.

En la figura 7.26a se muestra el ruido total de una determinada resistencia de película de 22 kΩ a 300 K por la que circula una corriente de 0,5 mA y que tiene $NI = -20$ dB (0,1 $\mu V/V$). Obsérvese cómo para frecuencias menores de 1 kHz el ruido de corriente es muy superior al ruido térmico y tiene una densidad espectral que crece según $1/f$.

Ejemplo. ¿Cuál es la tensión de ruido de la resistencia de la figura 7.26a en la banda de 1 a 2 Hz? ¿Cuál es la densidad espectral de su ruido térmico?
Aplicando (5.6),

$$e_n = 11 \times 10^{-20/20} \sqrt{\log 2} = 0,6 \mu V_{ef} = -4,2 \text{ dB}$$

Para el ruido térmico, según (5.4)

$$e_t = 7,4 \sqrt{22 \times 10^3 \times 300 \times 10^{-12}} = 19 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

En términos generales, las resistencias de película tienen menor ruido que las de composición de carbón, y las de película metálica menor ruido que las de película de carbón, en particular las de más de 1 kΩ. Para más de 1 MΩ, el ruido puede ser más de 20 veces mayor en las de película de carbón. Las resistencias de mayor potencia tienen también menor ruido, a igualdad de valor óhmico, porque la conducción es más volumétrica que superficial. En la figura 7.26b se muestra cómo aumenta el ruido con el valor de la resistencia para el tipo CR25 (película de carbón).

7.6 PROBLEMAS

1. El amplificador electrométrico de la figura P7.1 está conectado a la salida de un sensor que ofrece una corriente de 0,1 Hz a 10 kHz, con una impedancia de $1\text{ G}\Omega \parallel 5\text{ pF}$. El circuito incluye un potenciómetro para obtener una tensión continua de compensación y así tener una salida nula cuando lo sea la corriente del sensor.

- Si se desea obtener una ganancia de tensión de 400, ¿cómo deben elegirse las resistencias R_2 , R_3 y R_4 para que las corrientes de polarización se compensen y en la salida se tenga una interferencia debida sólo a las corrientes de desequilibrio, aparte de las de la tensión de desequilibrio?
- ¿Qué error produce la ganancia finita del amplificador operacional cuando se emplea un modelo con ganancia 2×10^5 en continua y un polo dominante a 20 Hz?

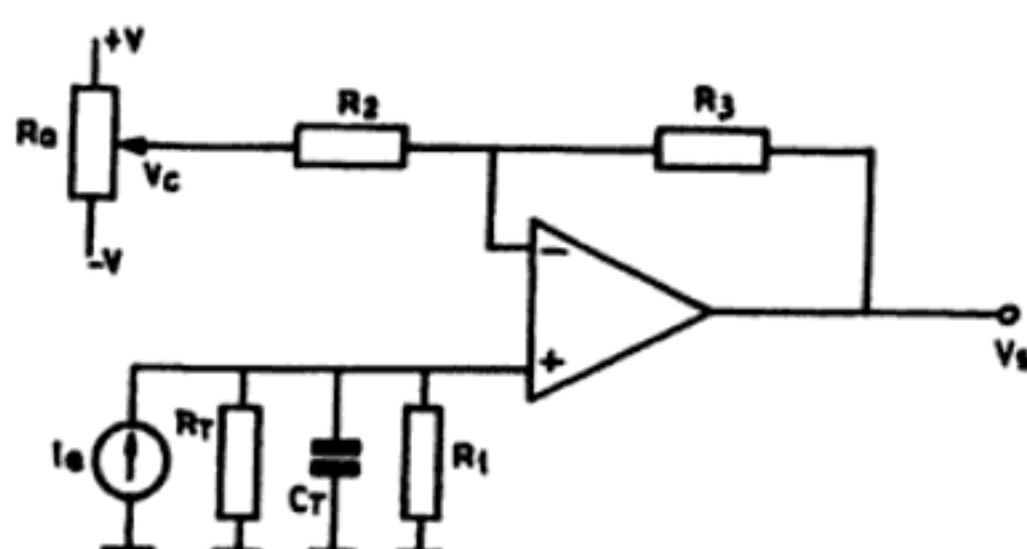


Figura P7.1

2. Un determinado sensor ofrece una corriente de salida entre 0 y 100 pA, en la banda de 1 a 100 Hz, con una resistencia interna de $10\text{ G}\Omega$. Para tener una tensión correspondiente entre 0 y 10 V se piensa utilizar un amplificador de dos etapas. La primera estaría formada por el convertidor corriente-tensión de la figura P7.2 y la segunda por un amplificador de tensión con ganancia -1000 .

- Si la mayor resistencia de que se dispone es de $10\text{ M}\Omega$, ¿cuáles deben ser los valores de R , R_1 y R_2 ?
 - Si el AO que se emplea tiene $V_{os} = 15\text{ mV}$, con derivas de $10\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ y 50 pA de corriente de polarización que se duplican cada 10°C , ¿cuál es el efecto, a la salida de la primera etapa, de la tensión y corrientes de desequilibrio y sus derivas, si por lo demás el AO se considera ideal?
 - Teniendo en cuenta que la impedancia de entrada del AO y su ganancia son finitas, ¿cuánto vale la impedancia de entrada del circuito?
3. Se dispone de un acelerómetro piezoeléctrico con sensibilidad de 10 pC/g e impedancia interna $10\text{ G}\Omega \parallel 100\text{ pF}$. El cable disponible para conectarlo al amplificador de carga tiene una capacidad de 30 pF/m y una resistencia de aislamiento de $100\text{ G}\Omega \times \text{m}$. El amplificador de carga se basa en un AO con una ganancia de 120 dB en continua y 60 dB a 1 kHz que está a 2 m de distancia. Si se desea

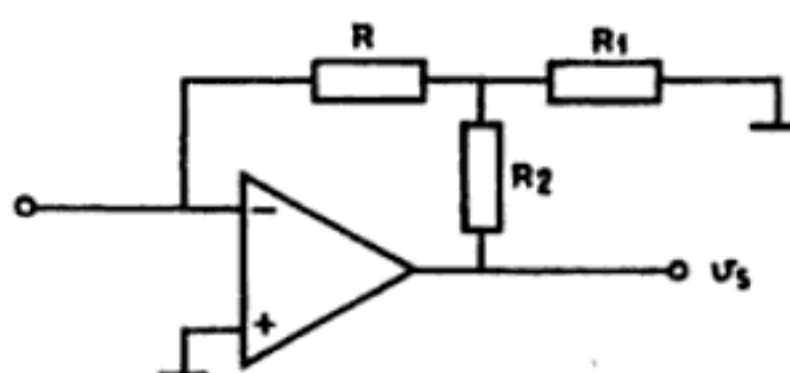


Figura P7.2

Capítulo 8

Sensores digitales

La creciente presencia de sistemas digitales para el tratamiento y presentación de la información en los sistemas de medida y control, hace muy atractivos aquellos sensores que ofrecen directamente a su salida una señal en forma digital, por la simplificación que suponen en el acondicionamiento de señales y su mayor inmunidad a las interferencias electromagnéticas en determinados casos.

Se distinguen aquí dos tipos de sensores digitales. Los primeros ofrecen directamente una señal digital a partir de una entrada analógica; este grupo lo forman los codificadores de posición. El segundo tipo es el de los sensores que se basan en un fenómeno físico de tipo oscilatorio, transducido posteriormente por un sensor modulador convencional. Los sensores de este grupo se denominan autorresonantes, de frecuencia variable, o casidigitales, y necesitan un circuito electrónico posterior (un contador) para ofrecer la señal digital deseada. Se diferencian de los osciladores variables (capítulo 10) en que estos últimos incorporan un sensor modulador en un oscilador, mientras ahora se trata de un oscilador no electrónico del que se mide una de las variables mediante un sensor modulador. Una excepción son los termómetros digitales de cuarzo, que emplean un sensor generador.

Es de destacar que no hay prácticamente ningún fenómeno cuya transducción dé directamente una salida digital. Lo que se hace propiamente es convertir una magnitud analógica de entrada en una señal digital por medio de un sensor, sin necesidad de convertir una tensión analógica en su equivalente digital [1].

8.1 CODIFICADORES DE POSICIÓN

La medida de posiciones lineales y angulares ha sido hasta el momento el único campo con abundantes desarrollos comerciales de sensores con salida digital, incluso antes de la era del microprocesador. Aun así, un grupo de estos sensores, los denominados codificadores incrementales, es de tipo «casidigital», pero por razones de afinidad se exponen aquí.

8.1.1 Codificadores incrementales

En un codificador de posición incremental hay un elemento lineal o un disco con poca inercia que se desplaza solidario a la pieza cuya posición se desea determinar. Dicho elemento posee dos tipos de zonas o sectores, con una propiedad que las diferencia, dispuestas de forma alternativa y equidistante, tal como se indica en la figura 8.1. De este modo, un incremento de posición produce un cambio definido en la salida si se detecta dicha propiedad cambiante con la posición mediante un dispositivo o cabezal de lectura fijo. La resolución, de un sensor angular, dada como número de impulsos de salida, es

$$N = \frac{\pi D}{2X} \quad (1.1)$$

donde D es el diámetro del disco y X la anchura de cada sector codificado.

La simplicidad y economía de esta técnica no admiten duda, pero tiene una serie de inconvenientes que conviene señalar. En primer lugar, la información sobre la posición se pierde en cuanto falla la alimentación del sistema, o simplemente cuando se desconecta, y en presencia de interferencias fuertes. En segundo lugar, es necesario un contador bidireccional para poder tener una salida digital compatible con los elementos de entrada-salida de un ordenador; y en tercer lugar, no permite detectar el sentido de avance si no se dispone de elementos adicionales a los indicados en la figura 8.1. Las propiedades empleadas para la diferenciación de los sectores pueden ser magnéticas, eléctricas u ópticas. La salida básica suele ser en forma de tren de pulsos con un ciclo de trabajo del 50%.

Una rueda o regla dentada de material ferromagnético dará un impulso de tensión cada vez que pase por delante de una bobina fija dispuesta en un campo mag-

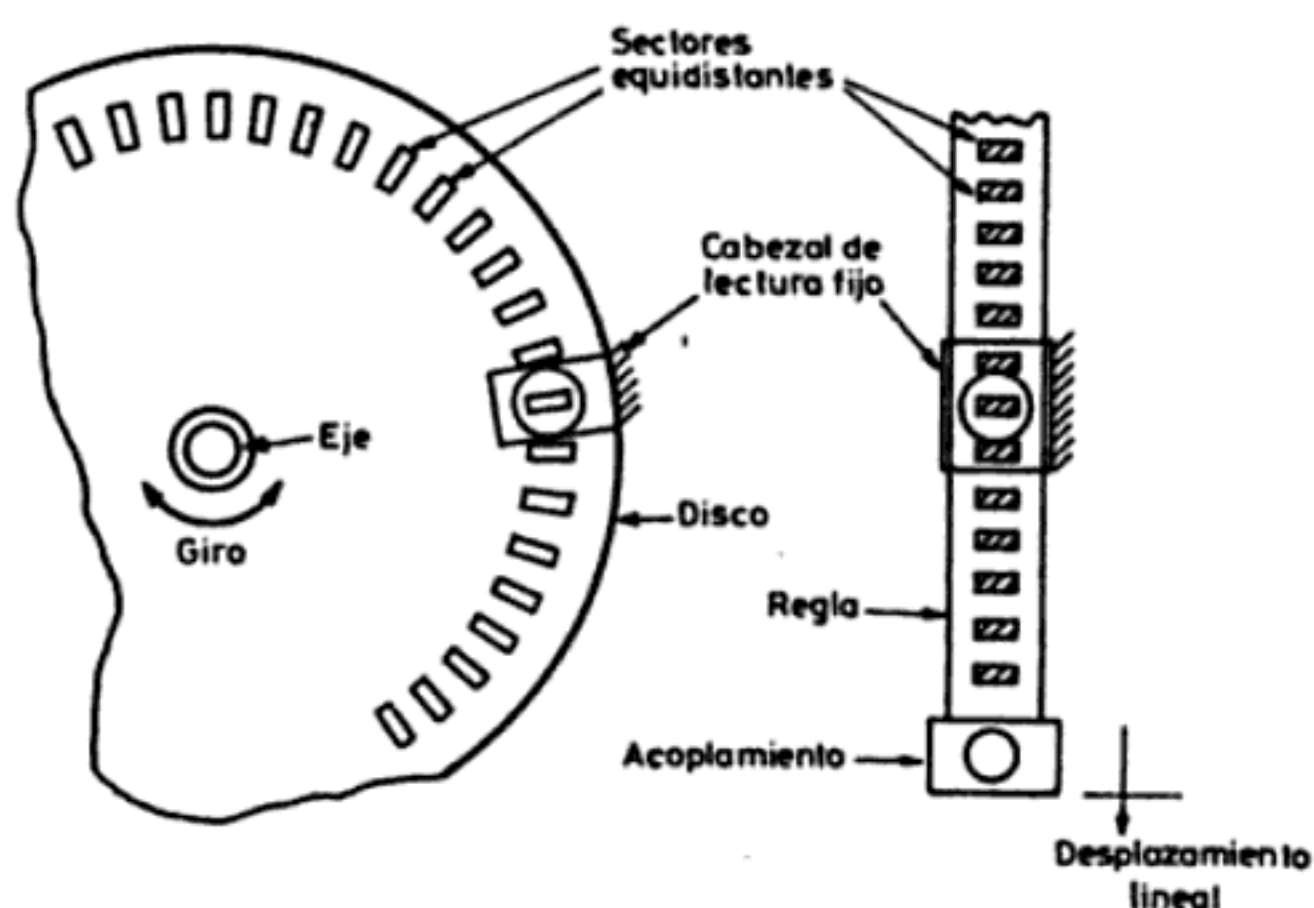


Figura 8.1 Principio de los codificadores de posición incrementales para posiciones lineales y angulares.

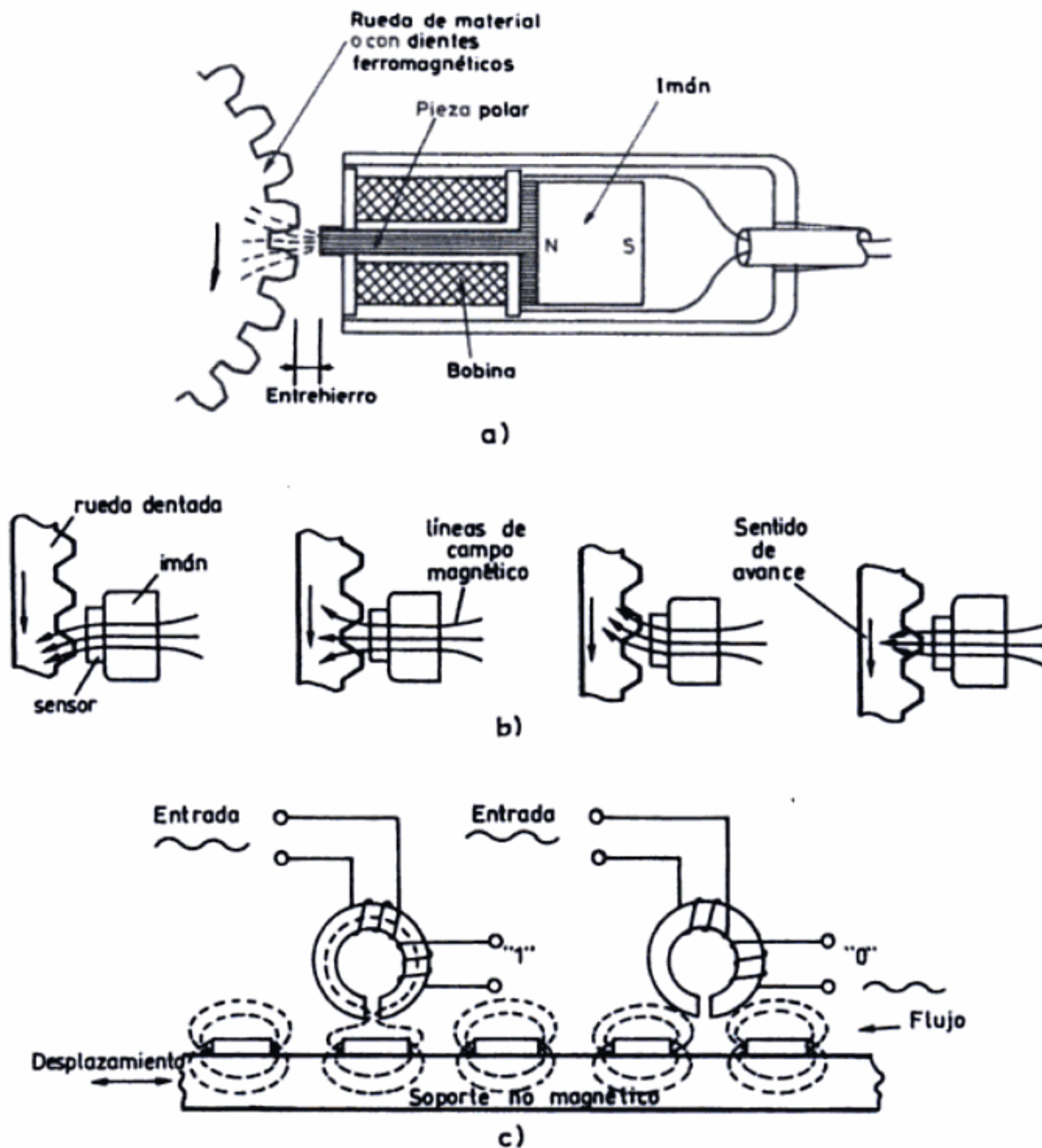


Figura 8.2 Distintos tipos de sensores para codificadores de posición incrementales magnéticos: a) bobina e imán (Documentación Orbit Controls); b) imán y sensor magnetorresistivo (KMI 10/1, Philips); c) núcleo toroidal.

nético constante (figura 8.2a). La forma de la señal obtenida es casi senoidal, pero ésta se puede recuadrar o simplemente determinar sus pasos por cero. Lógicamente, hay una velocidad mínima y una velocidad máxima que determinan el margen de aplicación de este método. La falta de respuesta a velocidades bajas, es una de sus limitaciones principales. Se emplean para detectar la velocidad de las ruedas en sistemas ABS (antibloqueo de frenos) para coches. En la figura 8.2b se presenta un codificador similar pero con sensor magnetorresistivo. La curvatura de las líneas de campo magnético depende de qué zona de la rueda queda enfrentada al sensor. La salida es independiente de la distancia a la rueda, dentro del margen de medida.

En la figura 8.2c se presenta otro sistema inductivo pero basado en un núcleo toroidal con dos bobinas. Una se emplea para la excitación, con corrientes de 20 a 200 kHz, y otra para la detección. En esta última hay dos estados: «1» cuando no

se detecta tensión alguna y «0» cuando se detecta una tensión de frecuencia igual a la de excitación. El elemento móvil posee zonas con material magnetizado. De este modo, cuando éste queda delante de la cabeza de lectura la satura porque el flujo que emana del material se suma al creado por la señal de excitación; con el núcleo saturado no se detecta tensión alguna en la segunda bobina ($e = -d\Phi/dt$, y Φ tiene el valor de saturación, constante): estado «1». Cuando delante de la cabeza de lectura hay una zona que no posee material magnetizado, la segunda bobina detecta una tensión inducida por la primera, estado «0». Una variante de la técnica anterior emplea también material magnetizado, pero el detector es de efecto Hall (apartado 4.3.2), magnetorresistivo (apartado 2.5) o de efecto Wiegand (apartado 4.2.6).

Los codificadores eléctricos pueden ser capacitivos o de contacto. Los capacitivos emplean una disposición similar al Inductosyn® (apartado 4.2.4.3), pero sin apantallamiento eléctrico entre la pista fija y la móvil. De esta forma hay un cambio de capacidad cíclico, con un periodo igual a la distancia entre líneas, que puede ser de sólo 0,4 mm. Este sistema es inmune a campos magnéticos. En los codificadores de contacto (figura 8.3), en el elemento móvil hay sectores conductores (cobre dorado o plateado) y aislantes (melamina) realizados mediante fotograbado, empleándose escobillas del mismo conductor para la lectura. Los inconvenientes de desgaste y pérdida de contacto de éstas en caso de vibraciones, vienen contrarrestados por la obtención de tensiones de salida elevadas que no requieren amplificación, y por su menor precio. No obstante, es una técnica cada vez menos empleada en beneficio de las que no requieren contacto alguno.

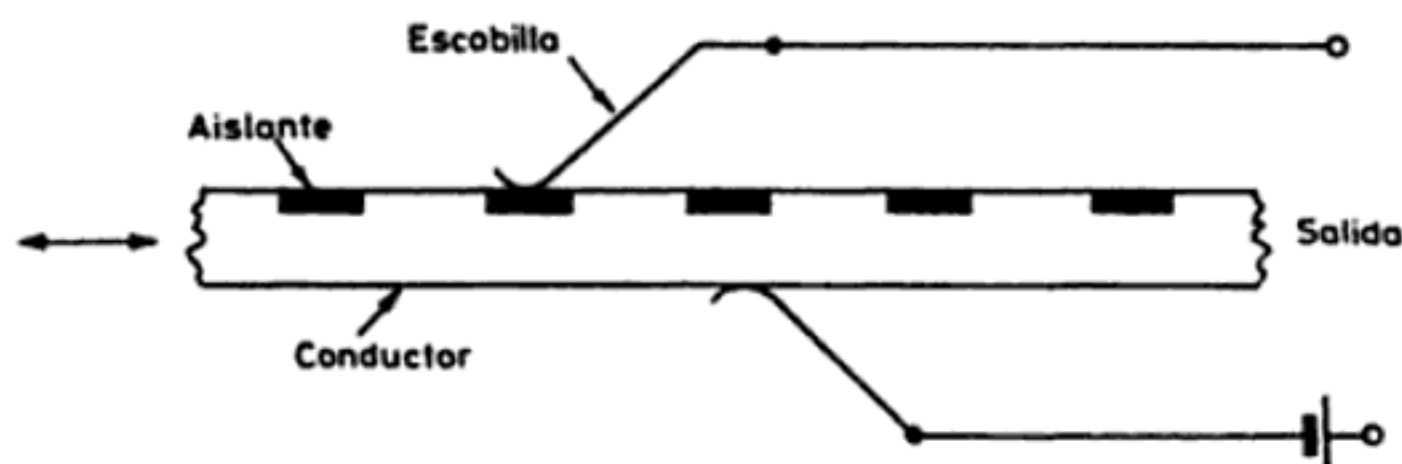


Figura 8.3 Codificador de posición incremental con escobillas y contacto eléctrico.

Los codificadores ópticos pueden estar basados en sectores opacos y transparentes, en sectores reflectores y no reflectores, o en franjas de interferencia. En cualquier caso, en el cabezal de lectura fijo hay siempre una fuente de luz, normalmente un LED infrarrojo, y un fotodetector (LDR, célula fotoeléctrica o fototransistor). Los problemas asociados son relativos a la influencia del polvo ambiental y humo, a la degradación temporal y térmica de las características de los elementos optoelectrónicos y al efecto de las vibraciones sobre los posibles sistemas de enfoque.

Cuando se emplean sectores opacos y transparentes, cromo sobre vidrio, metal ranurado, etc. (figura 8.4a), el emisor y el detector deben situarse uno a cada lado

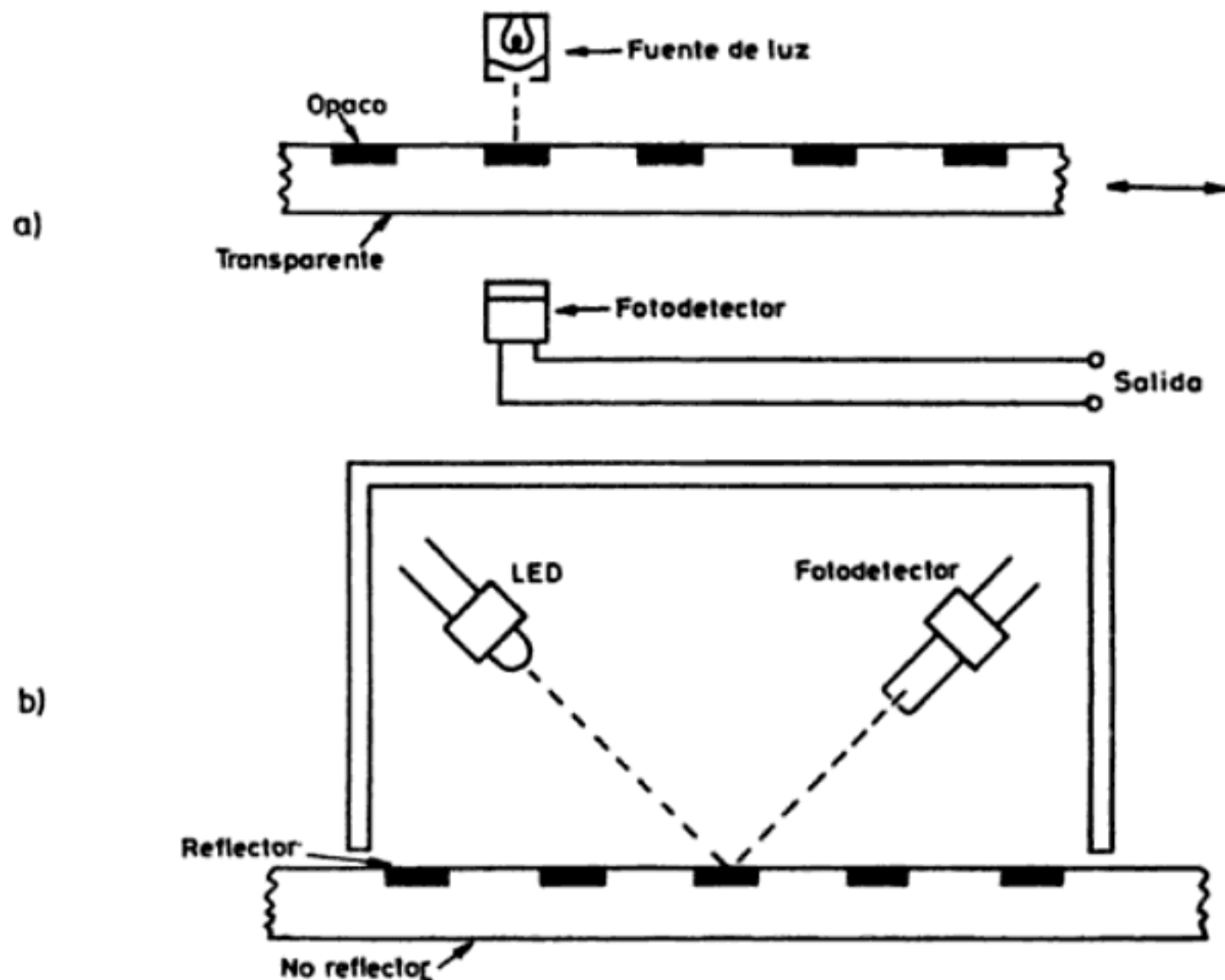


Figura 8.4 Codificador incremental óptico: a) con sectores opacos y transparentes; b) con zonas reflectoras y no reflectoras.

del elemento móvil. En cambio, cuando se emplean sectores reflectores y no reflectores, por ejemplo acero pulido con surcos grabados en su superficie (figura 8.4b), el emisor y el detector deben estar en el mismo lado. Los discos de vidrio son más estables, rígidos, duros y planos que los metálicos, pero tienen menor resistencia a los choques y vibraciones. En [2] y [3] pueden encontrarse, respectivamente, varias consideraciones sobre el diseño de cada uno de estos tipos de codificadores empleando conjuntos ópticos integrados.

Los codificadores de franjas de interferencia están basados en las figuras de Moiré. Para producirlas mediante un movimiento lineal se puede emplear una regla fija y otra móvil que tengan una serie de rayas inclinadas una respecto a la otra (figura 8.5). Si la inclinación α es tal que $\tan \alpha = p/d$, cuando hay un desplazamiento relativo de recorrido p (paso entre líneas) se produce un desplazamiento vertical d de una franja oscura horizontal. Si la inclinación es n veces mayor, aparecen n franjas oscuras horizontales.

Si se trata de un movimiento giratorio, para obtener franjas de interferencia se pueden emplear dos discos superpuestos, uno fijo y otro móvil, que tengan uno N rayas en dirección radial y el otro $N + 1$. También se obtienen franjas de interferencia si en ambos hay N rayas pero están descentrados, o bien N rayas con distinta inclinación. Si se disponen un emisor y un detector de luz, éste detecta una señal casi senoidal con N ciclos por vuelta si se trata de un codificador angular.

La resolución obtenida con los codificadores incrementales angulares es del orden de 100 a 6000 cuentas/vuelta, que se puede aumentar fácilmente en un fac-

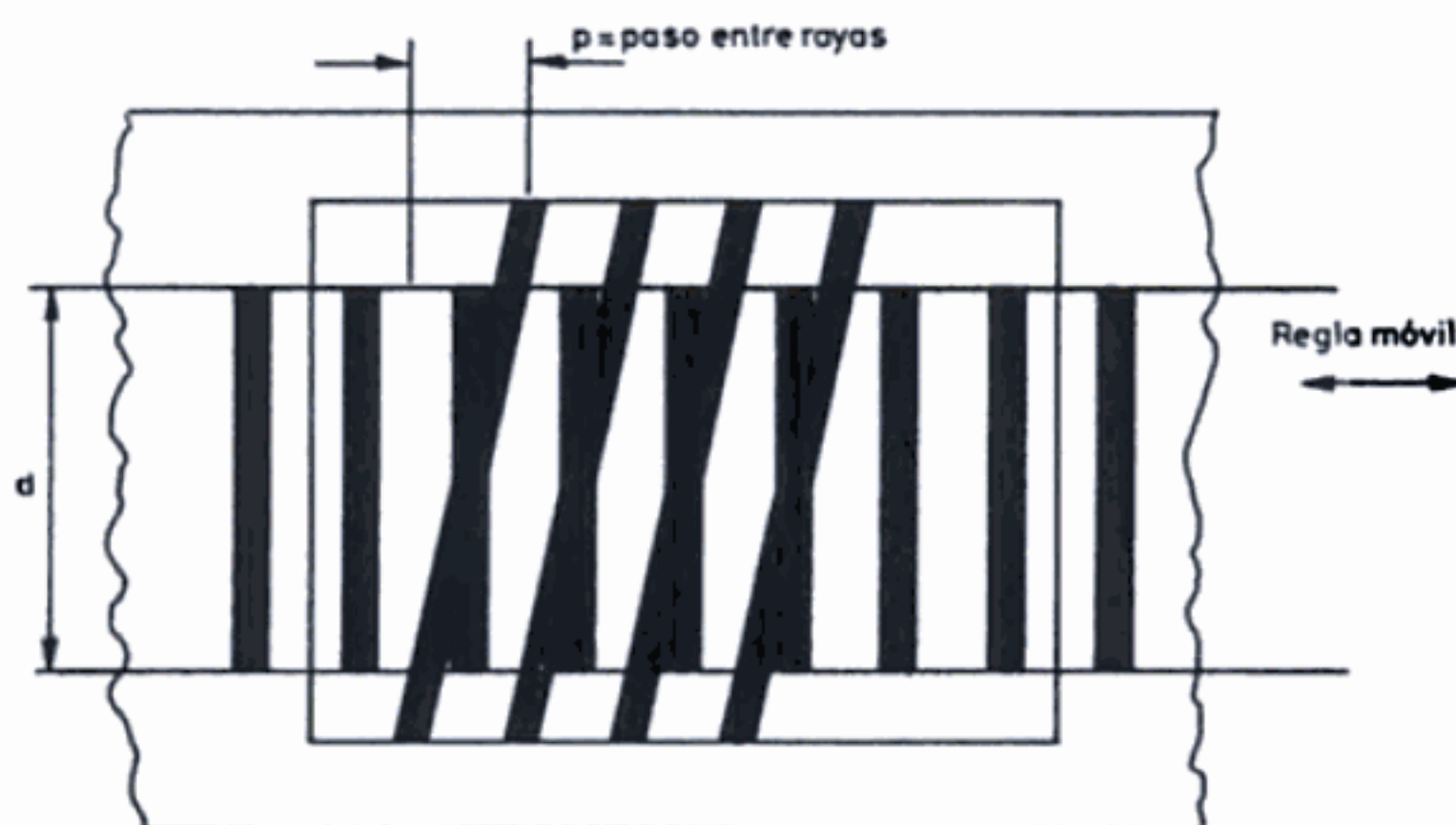


Figura 8.5 Codificador incremental óptico basado en franjas de interferencia (figuras de Moiré). La franja oscura horizontal se desplaza en dirección vertical al deslizar la regla móvil.

tor de 100 en el caso de que el detector ofrezca varias salidas senoidales defasadas, pues entonces es posible interpolar entre máximos sucesivos. Los diámetros van de 25 a 90 mm. La vida de los modelos sin contacto es de hasta 2 millones de vueltas. Los codificadores incrementales lineales se emplean para medir posiciones con una resolución de hasta 400 líneas/mm y una exactitud de 50 a 100×10^{-6} . Se aplican para situar los cabezales de lectura en discos magnéticos y unidades de cinta magnética de bajo coste, las herramientas en máquinas-herramienta y las plumillas en máquinas de dibujo; para controlar el avance del papel en impresoras, fotocopiadoras y máquinas de facsímil; y en metrología dimensional. Los modelos angulares pequeños, denominados generadores rotativos de impulsos, sustituyen a los potenciómetros de control usados en los paneles de los instrumentos electrónicos, pues ofrecen una vida útil unas 10 veces mayor.

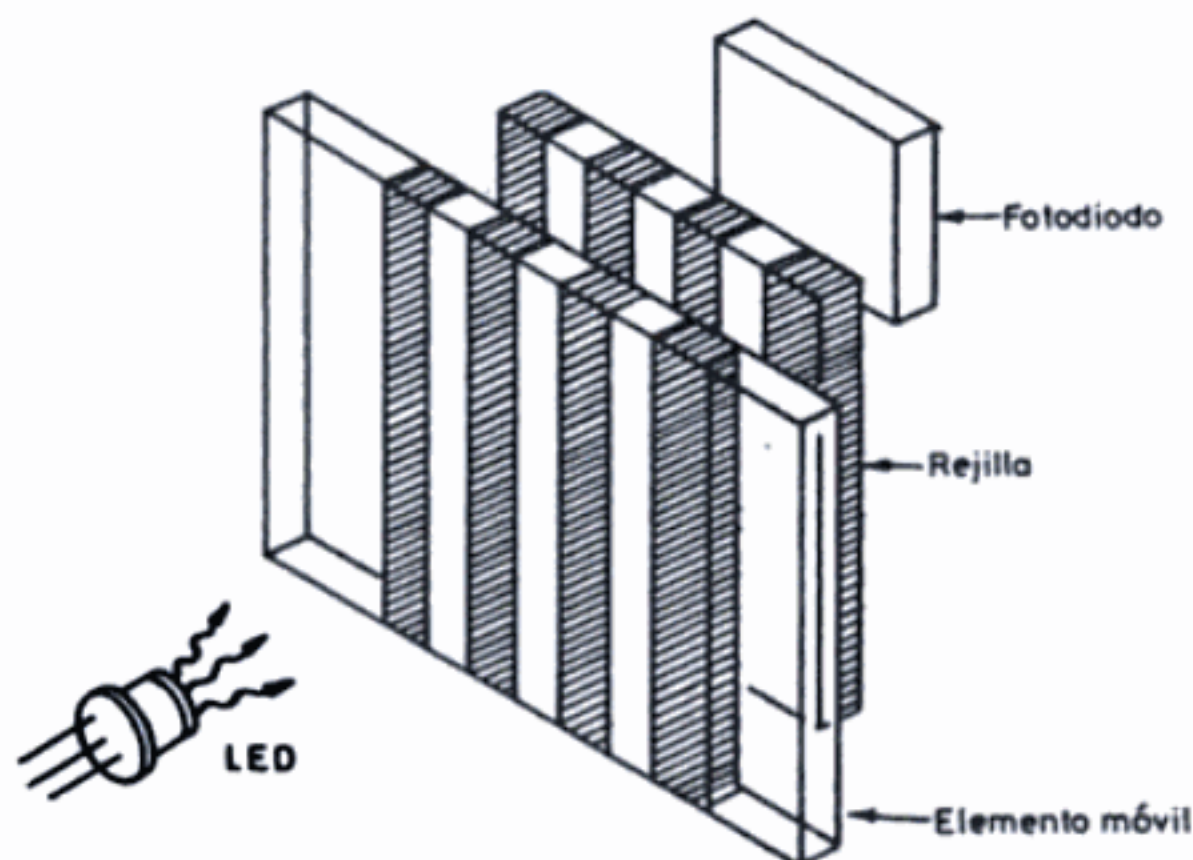


Figura 8.6 Disposición de una rejilla fija para delimitar el campo del fotodetector, ampliando así la resolución (Documentación TRW Electronics Components Group).

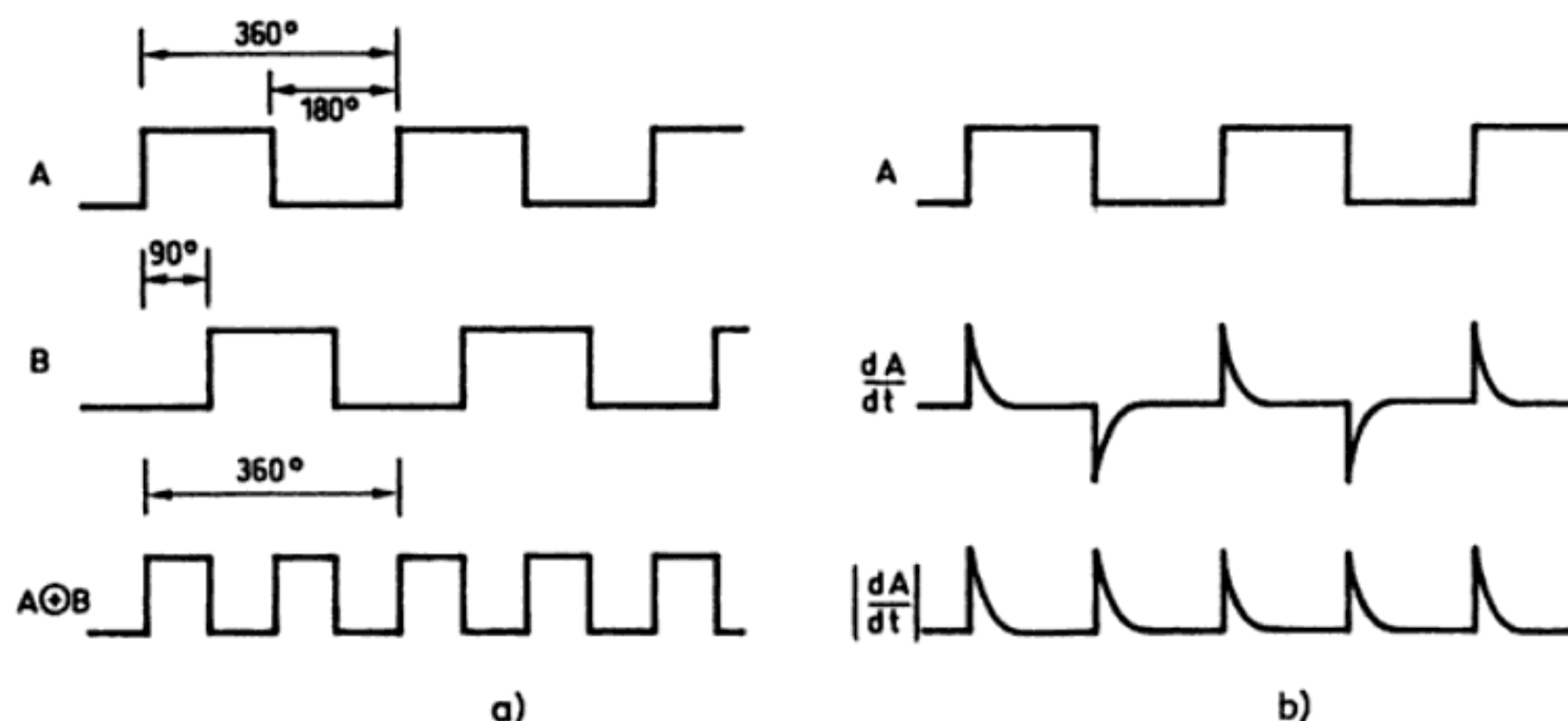


Figura 8.8 Duplicación de la resolución en codificadores incrementales. a) Empleando dos señales en cuadratura. b) Derivando y rectificando los impulsos.

puede interpolar entre dos posiciones aprovechando que las tensiones de salida directa de los sensores en cuadratura son casi senoidales [9]; el cociente entre tensiones dará el ángulo de fase. Si las tensiones se digitalizan con 6 bits y se busca en una tabla almacenada en ROM qué ángulo corresponde a cada cociente, se obtiene una mejora de resolución de hasta 256.

Para realizar un posicionamiento absoluto, es necesario un contador bidireccional al que se aplican los pulsos de salida del detector. El sentido del conteo se determina con la señal que indica el sentido de avance, y la puesta a cero se hace mediante una tercera señal ofrecida por el codificador, consistente en un pulso por cada vuelta (caso de ser giratorio) (figura 8.7c). Esta tercera señal es útil también para situar de nuevo el contador cuando ha fallado la alimentación.

Cuando se desea medir una velocidad de rotación, el empleo de un codificador incremental como el descrito puede venir limitado por la velocidad máxima de los circuitos electrónicos si la velocidad de giro es elevada. Para estas aplicaciones hay tacómetros digitales que, aunque están basados en el mismo principio, disponen sólo de un sector o a lo sumo unos cuantos, de manera que se obtienen menos pulsos a cada vuelta. En el capítulo 10 se estudian la exactitud y tiempo de respuesta de distintos métodos para determinar la velocidad a partir del tren de pulsos.

8.1.2 Codificadores absolutos

Los codificadores de posición absolutos ofrecen a su salida una señal codificada correspondiente a la posición de un elemento móvil, regla o disco, con respecto a una referencia interna. Para ello, el elemento móvil dispone de zonas con una propiedad que las distingue, y a las que se asigna un valor binario «0» o «1». Pero, a diferencia de los codificadores incrementales, hay varias pistas con zonas diferenciadas y están agrupadas de tal forma que el sistema de lectura obtiene di-

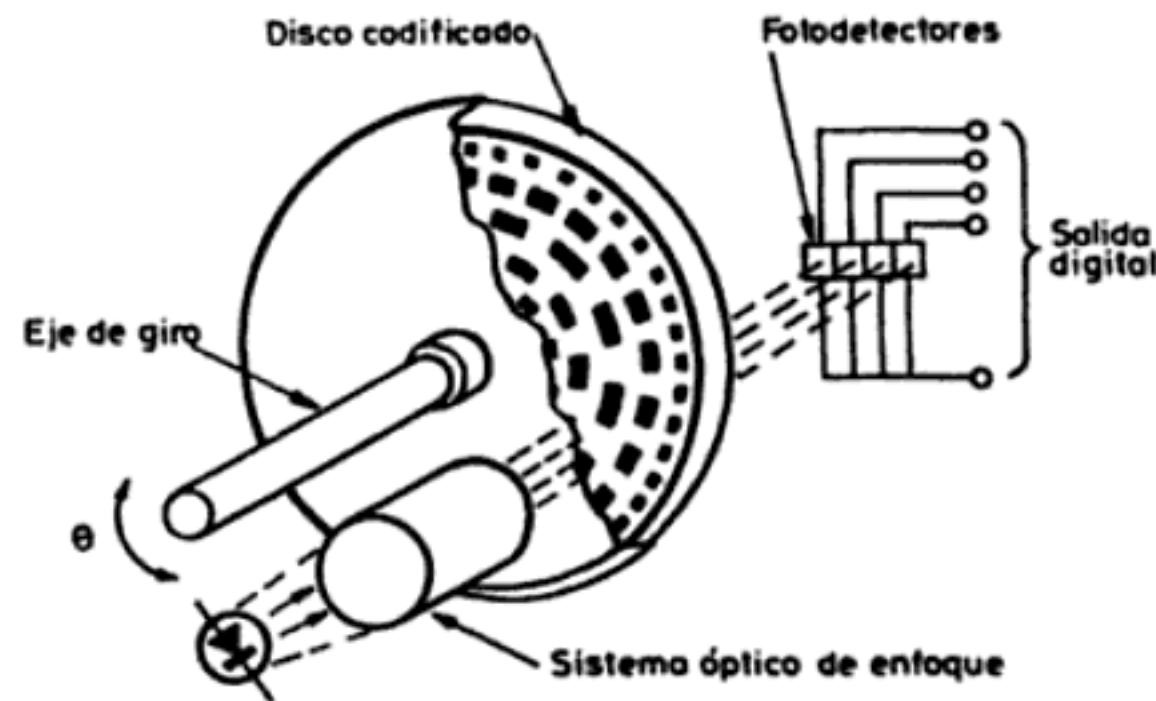


Figura 8.9 Principio de funcionamiento de los codificadores de posición absolutos para movimientos lineales y angulares.

rectamente, en cada posición del elemento móvil, el número codificado que da su posición (figura 8.9). Cada pista representa un bit de la salida, siendo la pista más interior la correspondiente al bit de mayor peso. Los tipos de sensores más empleados en este caso son los ópticos, con zonas opacas y transparentes y, en menor medida, los de contacto, con zonas conductoras y aislantes. Hay conjuntos de fotosensores integrados, como el TSL214 (Texas Instruments), que facilitan en gran manera la realización del codificador.

Estos codificadores tienen inmunidad intrínseca frente a las interrupciones e interferencias electromagnéticas, pero ello es a costa de unos cabezales de lectura que son mucho más complejos que en los codificadores incrementales. Esto se debe a que hay tantos elementos de lectura como pistas y a la necesidad de que todos ellos estén bien alineados, pues, de lo contrario, el código ofrecido a la salida puede estar formado por bits correspondientes a dos posiciones contiguas (en particular cuando se produzca la transición de una a otra). El código resultante puede corresponder a una posición muy distante de la real. Si, por ejemplo, se emplea el código binario natural, en un sistema con 8 bits las posiciones 3 y 4 vienen dadas por

Posición 3 0 0 0 0 0 0 1 1

Posición 4 0 0 0 0 0 1 0 0

Si los elementos de lectura están un poco desalineados, por ejemplo si los dos primeros están un poco adelantados, al pasar de la posición 3 a la 4 puede que en un instante dado la lectura de salida sea 00 000 000. Una forma de resolver este problema es empleando códigos binarios con distancia unidad en todas las posiciones —incluida la primera y la última— (códigos continuos cíclicos), es decir, códigos en los que de una posición a la contigua sólo cambia uno de los bits. En el código binario natural, si hay N posiciones hay $N/2$ transiciones en las que cambia más de 1 bit.

En el cuadro 8.1 se presenta el peso de cada bit y el aspecto de las zonas codifi-

Cuadro 8.1 Códigos habituales en codificadores de posición absolutos.

Número decimal	Binario										Decimal codificado en binario (BCD)										Gray														
											Código					Sectores																			
	Código					Sectores					2ª Década		1ª Década			2ª Década		1ª Década			Código					Sectores									
	32	16	8	4	2	1	32	16	8	4	2	1	8	4	2	1	8	4	2	1	8	4	2	1	31	15	7	3	1	31	15	7	3	1	
0	0	0	0	0	0	0							0	0	0	0	0	0	0	0						0	0	0	0	0					
1	0	0	0	0	0	1							0	0	0	0	0	0	0	1						0	0	0	0	1					
2	0	0	0	0	1	0							0	0	0	0	0	0	1	0						0	0	0	1	1					
3	0	0	0	0	1	1							0	0	0	0	0	0	1	1						0	0	0	1	0					
4	0	0	0	1	0	0							0	0	0	0	0	1	0	0						0	0	1	1	0					
5	0	0	0	1	0	1							0	0	0	0	0	1	0	1						0	0	1	1	1					
6	0	0	0	1	1	0							0	0	0	0	0	1	1	0						0	0	1	0	1					
7	0	0	0	1	1	1							0	0	0	0	0	1	1	1						0	0	1	0	0					
8	0	0	1	0	0	0							0	0	0	0	1	0	0	0						0	1	1	0	0					
9	0	0	1	0	0	1							0	0	0	0	1	0	0	1						0	1	1	0	1					
10	0	0	1	0	1	0							0	0	0	1	0	0	0	0						0	1	1	1	1					
11	0	0	1	0	1	1							0	0	0	1	0	0	0	1						0	1	1	1	0					
12	0	0	1	1	0	0							0	0	0	1	0	0	1	0						0	1	0	1	0					
13	0	0	1	1	0	1							0	0	0	1	0	0	1	1						0	1	0	1	1					
14	0	0	1	1	1	0							0	0	0	1	0	1	0	0						1	1	0	0	1					
15	0	0	1	1	1	1							0	0	0	1	0	1	0	1						0	1	0	0	0					
16	0	1	0	0	0	0							0	0	0	1	0	1	1	0						1	1	0	0	0					
17	0	1	0	0	0	1							0	0	0	1	0	1	1	1						1	1	0	0	1					
18	0	1	0	0	1	0							0	0	0	1	1	0	0	0						1	1	0	1	1					
19	0	1	0	0	1	1							0	0	0	1	1	0	0	1						1	1	0	1	0					
20	0	1	0	1	0	0							0	0	1	0	0	0	0	0						1	1	1	1	0					
21	0	1	0	1	0	1							0	0	1	0	0	0	0	1						1	1	1	1	1					
22	0	1	0	1	1	0							0	0	1	0	0	0	1	0						1	1	1	0	1					
23	0	1	0	1	1	1							0	0	1	0	0	0	1	1						1	1	1	0	0					
24	0	1	1	0	0	0							0	0	1	0	0	1	0	0						1	0	1	0	0					
25	0	1	1	0	0	1							0	0	1	0	0	1	0	1						1	0	1	0	1					

cadass de acuerdo con distintos códigos. El código continuo más empleado en codificadores es el Gray. Su inconveniente es que si la información hay que mandarla a un ordenador, conviene convertir la salida a código binario. Si el objetivo de la medida es sólo la presentación numérica de la posición, hay que convertir la salida a código BCD. Estas conversiones se obvian en el caso de tener el disco codificado directamente en el código de utilización final, pero entonces surge el problema de la ambigüedad. Si la información se va a transmitir en un ambiente ruidoso, el código Gray no permite detectar errores de transmisión. En [16] se describe un nuevo código cíclico que permite detectar todos los errores en un bit, salvo los que corresponden a las posiciones contiguas a la real.

Otro método para resolver el problema de la ambigüedad consiste en disponer un doble juego de cabezales de lectura desplazados entre sí una distancia determinada, empleando luego una regla de decisión para aceptar la lectura de uno u otro sensor para cada pista. También se puede disponer una marca en el centro de cada sector, aceptando entonces la lectura del cabezal sólo cuando hay garantía de estar en una zona que no es de transición entre dos posiciones. Una memoria almacena la última lectura obtenida y se actualiza cuando hay un cambio válido.

La resolución que se obtiene con estos codificadores es de 6 a 21 bits en código Gray (8 a 12 es lo habitual), con diámetros de 50 a 175 mm para los codificadores angulares. El tamaño se indica mediante el diámetro en pulgadas y multiplicado por 10. Así, «Tamaño 40» indica un diámetro de 4 pulgadas (unos 100 mm). Para aumentar la resolución, la opción más inmediata es aumentar el número de pistas

codificadas, pero el inevitable aumento de diámetro e inercia limita esta solución. El empleo de un engranaje y otro codificador es una alternativa, aunque la resolución final siempre queda limitada por la obtenible con el primer disco. La señal eléctrica de salida suele ser TTL con colector abierto.

Para aumentar la resolución también se puede emplear el sistema de nonio expuesto para los codificadores incrementales. Para ello se añade una pista adicional, dispuesta en dirección radial, en la parte más externa del disco, tal como se muestra en la figura 8.10a.

En [4] se describe un tipo distinto de codificador absoluto que emplea un menor número de pistas codificadas. No se basa en una disposición transversal como la de la figura 8.10a, sino en una disposición longitudinal a lo largo de la periferia (figura 8.10b). La anchura de las zonas codificadas no es uniforme. La codificación empleada es pseudoaleatoria, por lo que es inevitable una conversión de código que comporta un retardo en la actualización del valor real del ángulo. El cabezal de lectura (perpendicular al radio) hay que colocarlo a una distancia del centro del disco que depende de la resolución deseada y del espaciado de los fotosensores. Si, por ejemplo, el espaciado es de 0,1 mm y se desea una resolución de 10 bits (1024 posiciones), hace falta una circunferencia de 102,4 mm, es decir, un radio de unos 16,3 mm.

Las aplicaciones de los codificadores de posición son relativas a la medida y control de posiciones lineales y angulares con alta resolución. Se emplean así en robótica, grúas, válvulas hidráulicas, mesas de dibujo automáticas (plotters), máquinas-herramienta, posicionamiento de cabezales de lectura en discos magnéticos y de fuentes de radiación en radioterapia, radar, orientación de telescopios, etc. También se pueden aplicar a la medida de magnitudes que se puedan convertir en

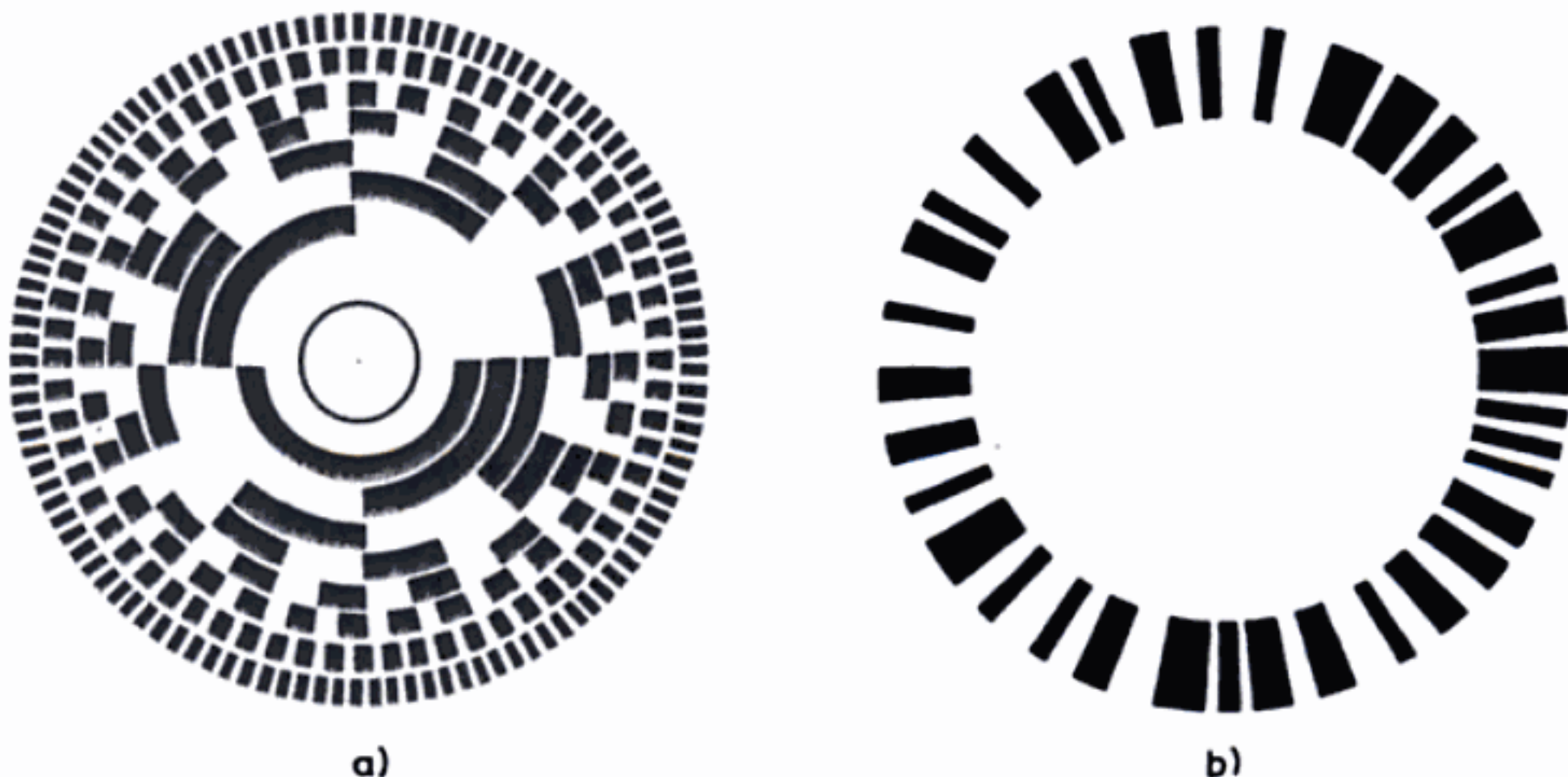


Figura 8.10 a) Disco de un codificador digital que añade una pista externa para aumentar la resolución mediante un sistema de rejillas fijas. b) Codificador absoluto basado en un código pseudoaleatorio.

un desplazamiento por medio de un sensor primario adecuado. Por ejemplo, para medidas de nivel con flotador. Los codificadores absolutos son indicados en aplicaciones donde el elemento móvil permanece inactivo durante periodos de tiempo prolongados, por ejemplo antenas parabólicas, o cuando se mueve lentamente. También interesan cuando se desea ahorrar energía, pues sólo hace falta alimentarlos cuando se desee información. El ACE-128 (Bourns) es un codificador absoluto de contacto y una sola pista, apto como controlador de panel para instrumentos.

8.2 SENSORES AUTORRESONANTES

Los sensores basados en un fenómeno físico resonante ofrecen una frecuencia de salida que depende de una magnitud de interés que afecta a la frecuencia de oscilación. Todos requieren un frecuencímetro-contador para medir bien la frecuencia, bien el periodo de oscilación. La elección de uno u otro método depende de la resolución deseada y del tiempo disponible para la medida. Las estructuras resonantes basadas en monocristales de silicio se prestan bien a la realización de circuitos integrados [10] [11].

En sensores se emplean tanto osciladores armónicos como de relajación [5]. En los primeros hay una energía almacenada que cambia de una a otra forma de almacenamiento, por ejemplo de energía cinética en el movimiento de una masa a energía potencial en la tensión de un muelle. En los segundos hay una única forma de almacenamiento, y la energía almacenada se disipa periódicamente mediante algún mecanismo de puesta a cero.

Es importante observar que si bien la ausencia de convertidor A/D hace innecesaria una tensión de referencia estable para medir la salida de estos sensores, no por ello es posible medir una magnitud absoluta —la frecuencia del oscilador— sin tener otra magnitud de referencia bien conocida, en este caso el oscilador del que se obtiene la base de tiempos del contador con que se mida la frecuencia. Este oscilador de referencia será generalmente de cristal de cuarzo y tendrá derivas con el tiempo y la temperatura.

Las derivas temporales se deben a cambios estructurales en el cuarzo debidos a imperfecciones en la estructura cristalina, a las tensiones mecánicas ejercidas por los soportes sobre el cuarzo, que decrecen con el tiempo, y que varían después de ciclos térmicos; y a los cambios de masa del cristal por absorción o desorción de contaminantes dentro del encapsulado. La curva de envejecimiento ($\Delta f/f$) es exponencial al principio y lineal al cabo de meses. Por esto los cristales de precisión se dejan envejecer antes de su instalación.

Las derivas térmicas son el fundamento de los termómetros digitales de cuarzo (apartado 8.2.1.1) y tienen forma de «S» tumbada. Su valor depende del ángulo de corte. El corte más estable, en un margen de temperatura pequeño, es el de $35^\circ 13'$, pero en el margen de 0 a 50°C , el normal en frecuencímetros, el corte más estable es el AT: $35^\circ 15'$. El cristal se termostata en un horno cuya temperatura sea unos 20°C mayor que la temperatura de funcionamiento, y tal que el cristal presente una sensibilidad mínima a dicha temperatura.

8.2.1 Sensores basados en resonadores de cuarzo

El modelo visto para los sensores piezoeléctricos en el apartado 6.2 era válido sólo a baja frecuencia. A alta frecuencia, para un elemento con electrodos metálicos depositados en dos de sus caras, el modelo eléctrico apropiado es el de la figura 8.11a. En ésta, L_1 viene determinada por la masa del cristal, C_1 por la elasticidad o compliancia mecánica, R_1 por la fricción interna (que se traduce en una disipación de calor), y C_0 es la capacidad del soporte del cristal en paralelo con la de los electrodos metálicos, con el material piezoeléctrico como dieléctrico. La presencia de un circuito resonante permite emplear dicho elemento como base de un oscilador. Para un cristal de cuarzo empleado en un oscilador de 32,768 kHz, por ejemplo, $L_1 = 4451$ H, $C_1 = 5$ fF, $R_1 = 11,2$ k Ω y $C_0 = 1,84$ pF.

Dado que el cuarzo es inerte, si se emplea un monocristal de gran pureza la estabilidad de la resonancia mecánica a largo plazo es muy alta. La estabilidad a corto plazo depende del factor de calidad Q (alta rigidez, poca histéresis) y la inductancia equivalente, que son muy elevados. Una estabilidad a corto plazo elevada permite diseñar sensores de alta resolución, mientras que una gran estabilidad a largo plazo significa que se necesitarán menos recalibraciones.

8.2.1.1 Termómetros digitales de cuarzo

Los valores del circuito equivalente de la figura 8.11a dependen de la temperatura. Por lo tanto, la frecuencia de oscilación presenta una deriva térmica. Pero si se emplea un cristal de cuarzo cortado con precisión, la relación temperatura-frecuencia es muy estable y tiene una gran repetibilidad. De esta forma, midiendo la frecuencia de oscilación es posible determinar la temperatura a la que está sometido el elemento. La relación general es

$$f = f_0 [1 + \alpha (T - T_0) + \beta (T - T_0)^2 + \gamma (T - T_0)^3] \quad (2.1)$$

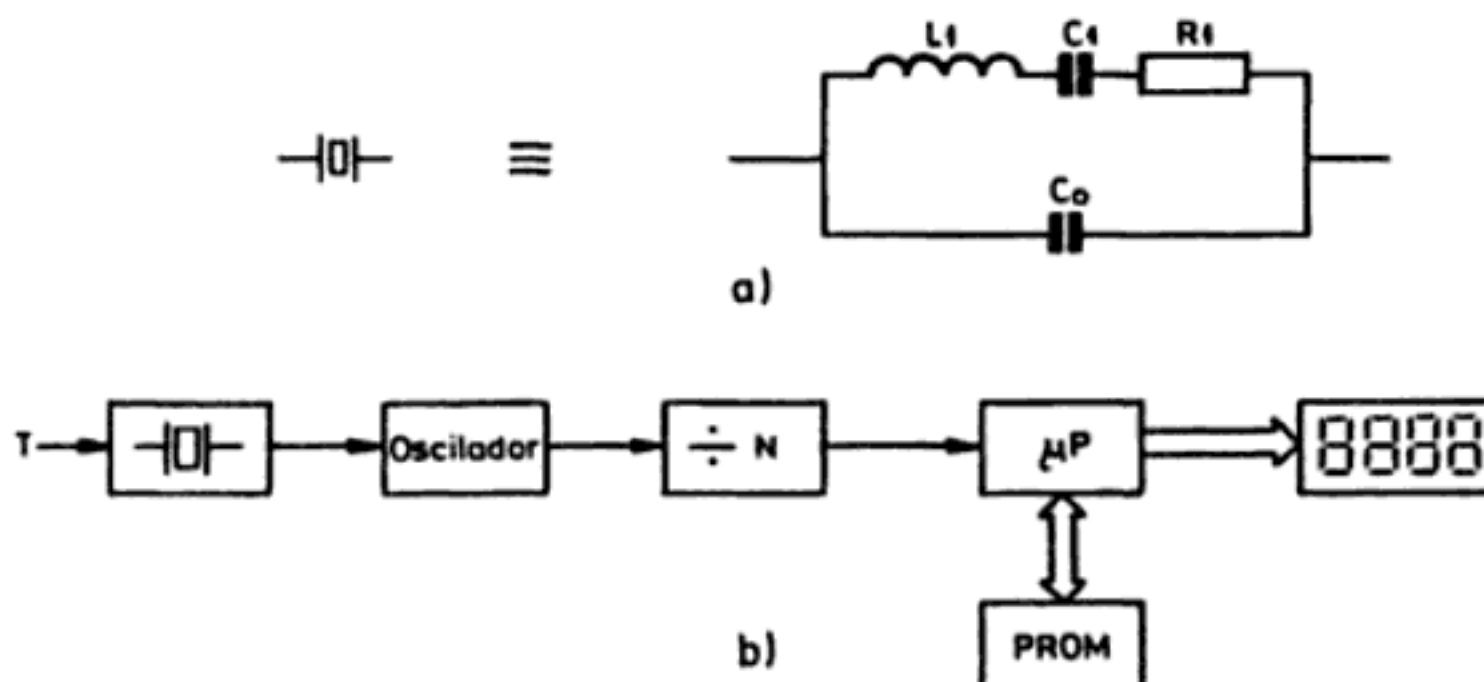


Figura 8.11 a) Circuito equivalente para un material piezoeléctrico con dos electrodos metálicos depositados en dos caras, a alta frecuencia. b) Esquema simplificado de un termómetro digital de cuarzo.

donde T_0 es una temperatura de referencia arbitraria (25°C) y los parámetros f_0 , α , β y γ dependen de la orientación del corte respecto a los ejes del cristal. El objetivo sería, en principio, lograr $\beta = \gamma = 0$, pero no es fácil. En [6] pueden encontrarse los valores de estos parámetros para distintos cristales comerciales.

En un instrumento concreto que utiliza este principio de medida (Hewlett Packard 2804A), en vez de buscar una gran linealidad en la relación temperatura-frecuencia, se persigue tener una gran repetibilidad. Entonces la relación temperatura-frecuencia se determina en 40 puntos del margen de medida, y a partir de ellos se determina la curva de regresión. Los coeficientes correspondientes se almacenan en una memoria PROM que se suministra con cada sonda particular. En la figura 8.11b se presenta un esquema simplificado del instrumento. La sonda puede estar alejada del instrumento sin problemas de interferencias porque por ella se transmite una frecuencia, no una tensión analógica. La frecuencia del oscilador es próxima a los 28 MHz y la sensibilidad es de $1000 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$. Para evitar el error debido al posible calor conducido a través de los cables de conexión del cristal, se puede aplicar el mismo principio pero emitiendo una señal de unos 28 MHz hacia el cristal; éste vibra y devuelve un eco que es detectado por un receptor. Mediante cristales de masa suficientemente pequeña, es posible medir radiación infrarroja, pues al ser absorbida eleva la temperatura del cristal.

El termómetro citado tiene un margen de medida de -80 a $+250^\circ\text{C}$, con una exactitud de $\pm 0,075^\circ\text{C}$. En la zona de -50 a $+150^\circ\text{C}$, la exactitud es de $\pm 0,04^\circ\text{C}$. La resolución alcanzable es de $0,0001^\circ\text{C}$. La exactitud, resolución, repetibilidad y estabilidad superan lo obtenible con otros tipos de termómetros. La intercambiabilidad de la sonda es total ya que cada una va acompañada con su módulo de calibración específico.

8.2.1.2 Microbalanzas basadas en resonadores de cuarzo

Si sobre un cristal de cuarzo dispuesto en un oscilador se deposita una pequeña masa, la frecuencia de resonancia se reduce. Si la frecuencia de oscilación era f_0 , el área del cristal A , su densidad ρ , y la masa depositada Δm , el desplazamiento de frecuencia viene dado en primera aproximación por la ecuación de Sauerbrey [12],

$$\Delta f = -f_0^2 (\Delta m/A)/N\rho \quad (2.2)$$

donde N es una constante, y se supone que la masa añadida no se deforma durante la oscilación. Para un cristal de cuarzo cortado en dirección AT y resonando en modo flexión, queda $\Delta f = -2,3 \times 10^6 f_0^2 (\Delta m/A)$. Se emplean discos de 10 a 15 mm de diámetro y 0,1 a 0,2 mm de espesor. La frecuencia de resonancia va de 5 a 20 MHz. Para un sensor de 5 MHz, se puede obtener una sensibilidad de $189 \text{ ng}/(\text{cm}^2\text{Hz})$.

Este método se aplica a la medida de humedad a base de recubrir el cristal con un material higroscópico que se expone al ambiente cuya humedad se desea medir. El agua adsorbida aumenta la masa y reduce la frecuencia de oscilación [13].

Si el cristal se recubre con materiales orgánicos no volátiles específicos en vez de un material higroscópico, se pueden detectar compuestos volátiles específicos en fase gaseosa. Con este método se han podido detectar cambios de masa del orden de nanogramos [14].

Los osciladores de cristal de cuarzo también se han empleado como monitores económicos de deposición en vacío. Se emplean dos osciladores de reloj comerciales: uno para la detección, con un agujero taladrado en su encapsulado, hacia el centro del electrodo del cristal, y el otro oscilador se emplea como referencia. Ambos osciladores se colocan en la cámara de vacío y, de esta forma, se minimiza el efecto de los hilos de conexión al sensor, y se asegura que estarán a la misma temperatura [15].

8.2.1.3 Sensores de fuerza y presión basados en resonadores de cuarzo

Si en una varilla rectangular de cuarzo sujeta por los extremos se excita una vibración longitudinal mediante electrodos depositados en su superficie (figura 8.12a), aprovechando que el cuarzo es piezoeléctrico, la frecuencia de resonancia fundamental es [7],

$$f_o = 1,02 (t/l^2) (E/\rho)^{1/2} \quad (2.3)$$

donde t es el grosor de la varilla, l su longitud, E su módulo de Young y ρ su densidad. Si ahora se aplica una tensión mecánica σ a través de los soportes, por ejemplo tal como indica la figura 8.12b, la nueva frecuencia de resonancia es

$$f = f_o (1 + 0,54 \sigma l^2/Et^2)^{1/2} \quad (2.4)$$

La sensibilidad al esfuerzo aplicado aumenta al hacerlo la relación l/t , pero un valor l/t grande reduce la rigidez mecánica.

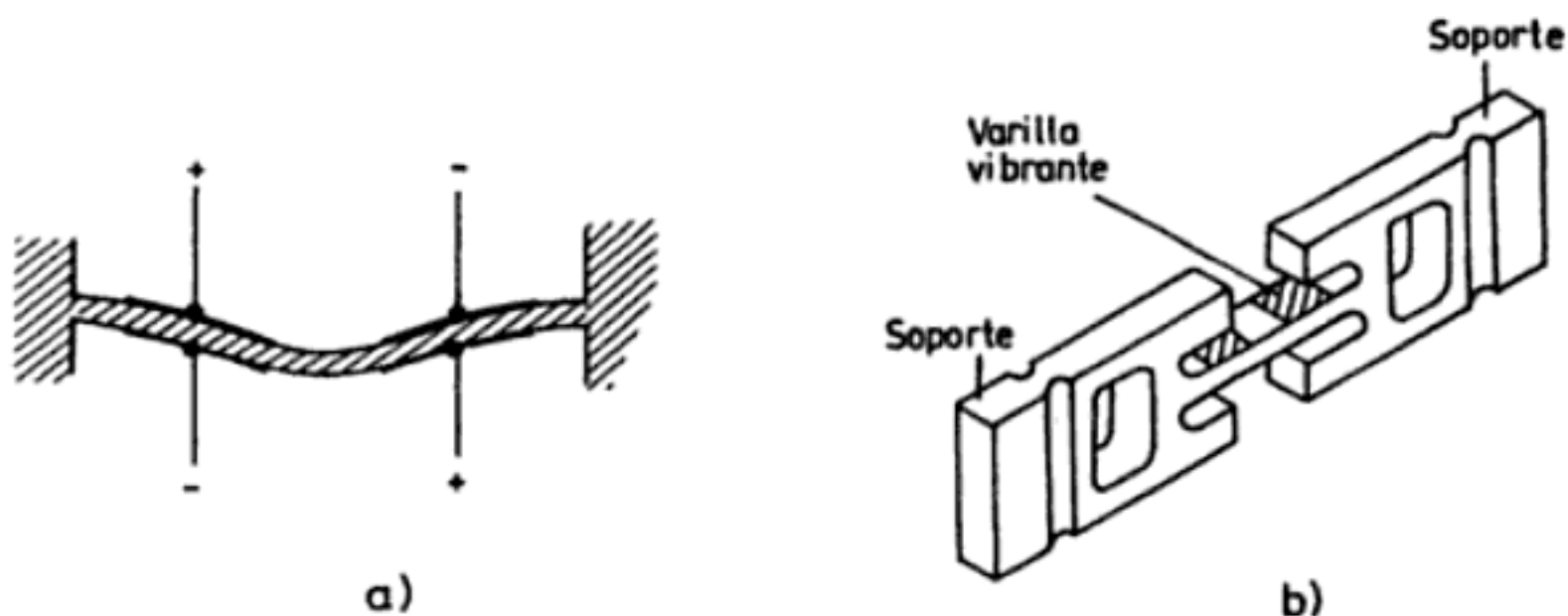


Figura 8.12 Sensor de fuerza basado en un resonador de cuarzo. a) Excitación de las vibraciones en modo flexión mediante electrodos superficiales. b) Disposición mecánica para aplicar el esfuerzo a medir [7].

Para medir presiones, se puede transmitir el esfuerzo mecánico desde un diafragma o fuelle a una varilla de cuarzo, o también emplear directamente un diafragma de cuarzo como resonador. En ambos casos, un cristal similar, próximo pero no sujeto al esfuerzo mecánico, permite compensar los efectos de la temperatura.

8.2.2 Galgas acústicas

La menor frecuencia de oscilación transversal de una cuerda o hilo tenso vibrante viene dada por

$$f = \frac{1}{2l} \left(\frac{F}{m} \right)^{1/2} \quad (2.5)$$

donde l es su longitud, F la fuerza mecánica a que está sometido, y m la densidad longitudinal de masa (masa/longitud). Si la posición de uno de los extremos se hace variable mediante un soporte móvil, el periodo de oscilación es directamente proporcional al desplazamiento. Si se aplica una fuerza, la frecuencia de oscilación resultante es directamente proporcional. Para la medida de deformaciones, la relación, deducida de (2.5), es

$$\varepsilon = \frac{4l^2 m}{EA} f^2 \quad (2.6)$$

siendo E el módulo de Young y A la sección transversal del hilo.

La frecuencia de oscilación se mide con un sensor de reluctancia variable (apartado 4.2.1), y cae dentro de la banda audible. De ahí el nombre de galgas acústicas. Normalmente se dispone un sistema autooscilante en el que la señal detectada es amplificada y realimentada a un excitador electromagnético. A veces el propio excitador actúa alternativamente como detector (figura 8.13). Para que la frecuencia de oscilación no dependa de las características eléctricas del excitador,

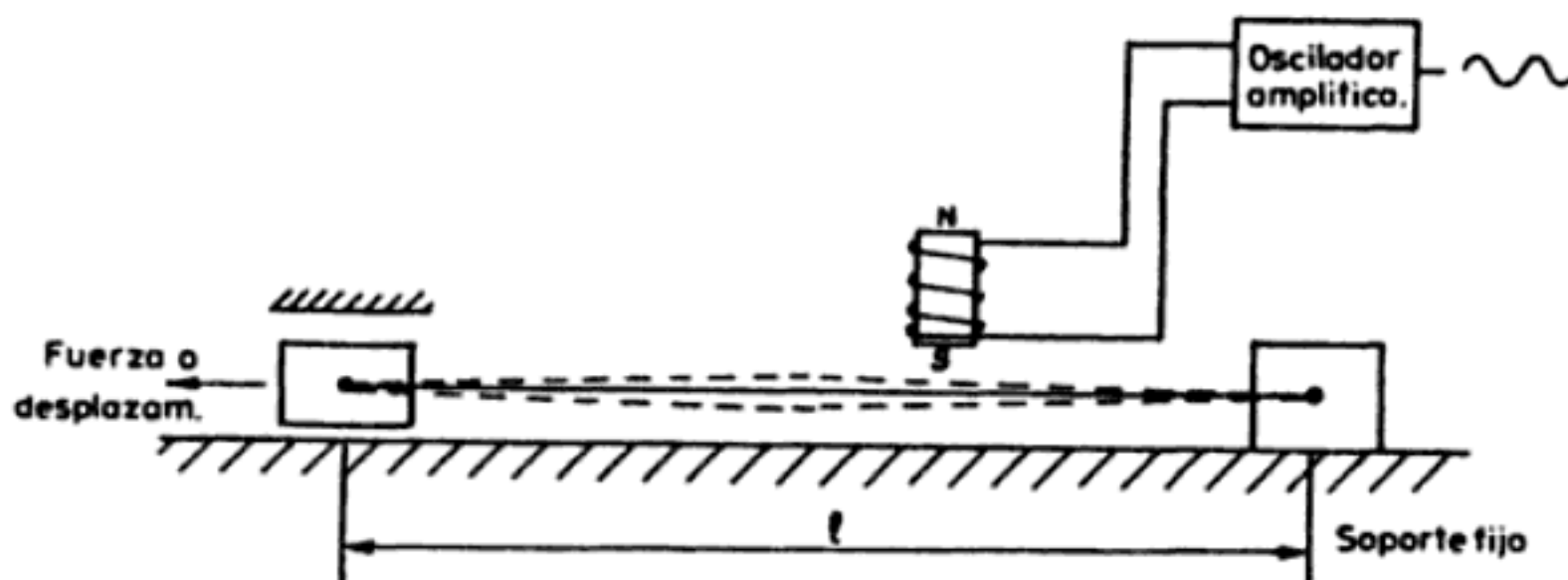


Figura 8.13 Galga acústica. La vibración transversal es excitada mediante la aplicación de un pulso de corriente a la bobina, que se emplea luego para detectar la frecuencia de vibración.

el factor de calidad Q del resonador mecánico debe ser del orden de 1000 o superior [7]. Dado que interesa que el hilo sea fino, se encierra en una cámara sellada para evitar los ataques químicos y el depósito de polvo en él, que afectaría a su masa.

Basándose en este principio, se puede medir cualquier magnitud que provoque un cambio en l , F o m . De todas estas aplicaciones, una muy habitual es la medida de deformaciones. A diferencia de las galgas resistivas (apartado 2.2) su aplicación no requiere que se trate de un estado plano de deformación. Además, son insensibles a los cambios de resistencia de los hilos de conexión, debidos por ejemplo a la temperatura. Por otra parte, dado que ésta afectará a la longitud l del hilo sensor, falseando la medida, se puede determinar midiendo la resistencia eléctrica del hilo de la bobina, igual que en las RTD.

Otras magnitudes que se pueden medir son: desplazamiento, presión (empleando como sensor un diafragma con un imán sujeto en su centro), fuerza y peso (con un elemento en voladizo como sensor) y masa.

Una variante del hilo o cuerda vibrante son las cintas vibrantes. Su menor frecuencia natural de oscilación longitudinal es

$$f = \frac{1}{2l} \left(\frac{E}{\delta} \right)^{1/2} \quad (2.7)$$

donde l es la longitud, E el módulo de Young, y δ la densidad. Se emplea, por ejemplo, para medir la masa de polvo depositado, en un sistema donde el excitador y el detector son ambos piezoeléctricos.

Un sistema algo distinto es el clásico diapasón, que se ha empleado también para medir pequeños cambios de masa, como los debidos al depósito de polvo. Si, en cambio, se sumerge en un líquido, la frecuencia de vibración depende de su densidad.

8.2.3 Sensores basados en cilindros vibrantes

Si en lugar de un hilo o una cinta vibrantes se emplea un cilindro metálico con paredes delgadas ($75 \mu\text{m}$) y un extremo ciego, la frecuencia de oscilación dependerá de las dimensiones y material del cilindro, y de cualquier masa que vibre con sus paredes. Utilizando, igual que antes, un excitador electromagnético para mantener la oscilación, se puede medir la diferencia de presión entre las dos caras del cilindro, porque la diferencia de presiones entre ambos lados de las paredes produce una tensión mecánica en éstas. Se puede medir la densidad de un gas, porque el gas cerca de las paredes vibra al hacerlo éstas. Para líquidos corrosivos es mejor emplear un cilindro de vidrio o cerámico y el excitador piezoeléctrico, ya que los electromagnéticos no sirven.

La aplicación más extendida de este método es, sin embargo, la medida continua de la densidad de líquidos, con una disposición como la indicada en la figura 8.14 [7]. Consiste en dos conductos en paralelo, por los que fluye el líquido, suje-

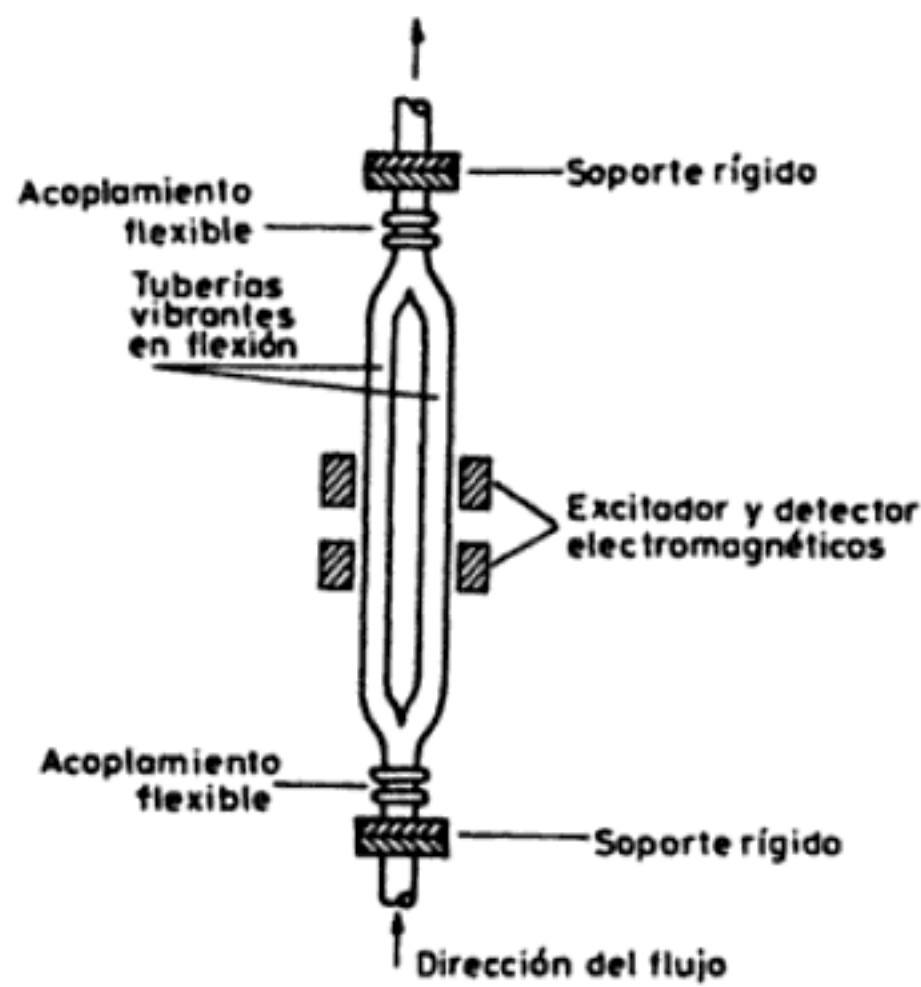


Figura 8.14 Método del tubo vibrante para medir la densidad de líquidos.

tos por cada extremo a una base fija y acoplados al conducto principal, con una junta flexible en cada extremo. Como el volumen es conocido y la frecuencia de oscilación de los dos conductos, que se comportan como un diapasón, depende de la masa, dependerá en consecuencia de la densidad. La relación es de la forma

$$f = \frac{f_0}{(1 + \rho / \rho_0)^{1/2}} \quad (2.8)$$

siendo f_0 la frecuencia de oscilación de la tubería sin líquido y ρ_0 una constante que depende de la geometría del sistema. La frecuencia de salida se puede medir, por ejemplo, con un PLL cuyo VCO (oscilador controlado por tensión) excita el tubo vibratorio. El filtro de paso bajo que hay entre el comparador de fase y el oscilador, filtra entonces el ruido de alta frecuencia captado por los hilos de conexión [17].

8.2.4 Sensores basados en dispositivos de ondas superficiales (SAW)

Las ondas superficiales en la superficie de un líquido al producir en ella una perturbación, que a buen seguro forman parte de la experiencia de todos los lectores, se producen también en la superficie de los sólidos. Lord Rayleigh analizó estas ondas en 1885 y las aplicó a la interpretación de los sismogramas. Aunque estas ondas son distintas en los sólidos que en los líquidos, en ambos casos se atenúan con la profundidad.

Una forma de producir una perturbación en la superficie de un sólido, ciertamente mucho menos convulsiva que los terremotos, consiste en disponer dos elec-

trodos metálicos interdigitados en la superficie de un material piezoeléctrico, tal como se indica en la figura 8.15. Si la distancia entre electrodos es d , cuando se aplica una tensión alterna de frecuencia f entre los electrodos, se genera una deformación superficial que se propaga en ambas direcciones en forma de onda superficial con una velocidad v propia del material, siempre y cuando $v = 2fd$. Otro par de electrodos similar dará una tensión alterna de salida en cuanto llegue a él la onda de deformación del material. Estos dispositivos, conocidos normalmente por sus siglas inglesas SAW (Surface Acoustic Wave), se emplean profusamente en filtros, osciladores y procesadores de señal a frecuencias superiores a 100 MHz.

La velocidad v de la onda de superficie depende del estado de deformaciones en la superficie y de la temperatura, por cuanto éstas pueden llegar a afectar a la densidad y propiedades elásticas del material, aparte de alterar la distancia entre electrodos. Este es el fundamento de la aplicación de estos dispositivos en sensores, con tres tipos básicos: los basados en una acción física sobre todo el sustrato, los que se basan en una acción sólo sobre la superficie, y los que emplean un recubrimiento que es el que experimenta los cambios. Estos últimos se suelen emplear para detectar sustancias químicas que son adsorbidas, absorbidas o reaccionan con el sustrato.

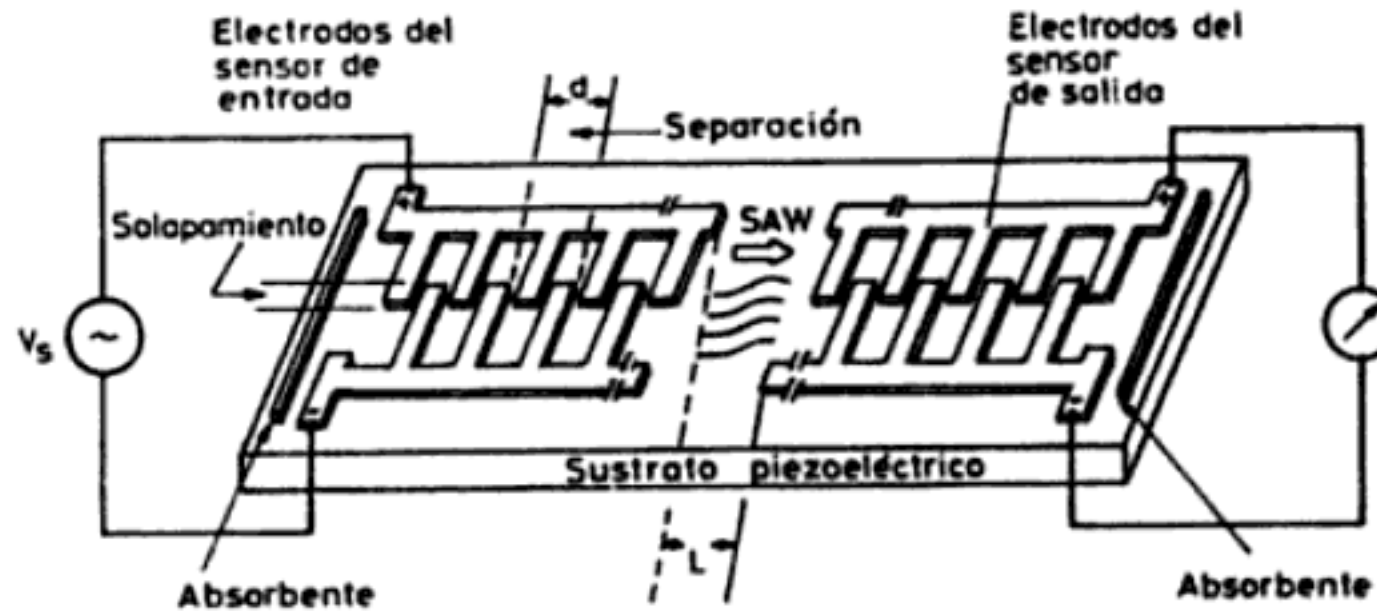


Figura 8.15 Esquema de principio de los filtros de onda de superficie.

Una forma de aplicarlos es la esbozada en la figura 8.16 [8]. Consiste en disponer una línea de retardo como la descrita en la figura 8.15 en el lazo de retroacción de un amplificador, formando así un oscilador cuya frecuencia de oscilación depende del estado de deformación de la superficie. El desfase total en el lazo de retroacción es

$$\phi_T = \phi_0 \pm \delta\phi_0 \pm \phi_{ex} \quad (2.9)$$

donde $\phi_0 = 2\pi fL/v$ es el desfase producido por el tiempo de tránsito de la onda desde un par de electrodos al otro; $\delta\phi_0$ es el incremento de fase producido por la deformación del sustrato y el cambio de temperatura, de haberlo, y ϕ_{ex} es el desfase debido al amplificador y la red de adaptación de impedancias externa.

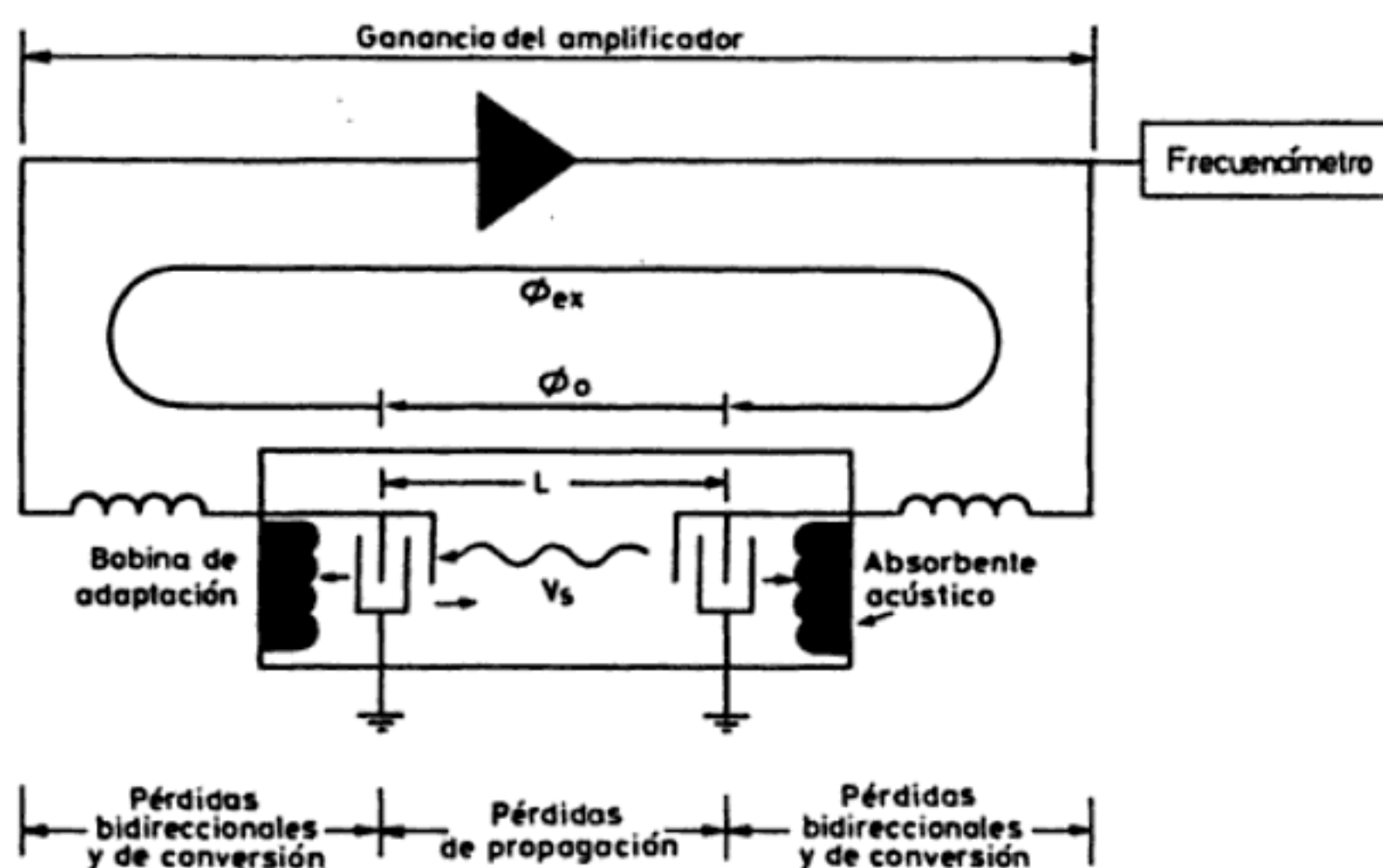


Figura 8.16 Oscilador basado en un dispositivo de ondas superficiales empleado como línea de retardo.

Cuando $\phi_T = 2n\pi$ y la ganancia del amplificador es mayor que las pérdidas totales en el sistema, éste oscila.

Otra forma de utilizar los dispositivos SAW consiste en determinar simplemente la variación del retardo en una línea similar a la de la figura 8.15 donde hay un emisor y un receptor. Cualquier cambio en la zona de propagación (L) que afecte a la velocidad o a la longitud, puede servir para detectar la magnitud que ha inducido tal cambio. El emisor envía un paquete de ondas que se propaga por la superficie con una velocidad influida por el entorno. Si la señal recibida por el receptor tiene amplitud suficiente, es amplificada y realimentada al emisor. De esta forma aumenta la sensibilidad sin tener que aumentar la longitud del sensor o tener que trabajar con una frecuencia fundamental muy alta, como sucedería si se montara un oscilador senoidal [20].

Basándose en sensores SAW, se han realizado sensores para medidas de temperatura, fuerza, presión, caudal (y análisis) de gases y aceleración. Los materiales piezoeléctricos preferidos son el cuarzo y el LiNdO_3 . Cuando se desea evitar interferencias, por ejemplo debidas a la temperatura, se puede emplear otro par de electrodos dispuesto en una zona donde la magnitud medida apenas produzca tensiones y, en cambio, sí las produzca la magnitud interferente. De este modo se tiene un oscilador de referencia que variará de la misma forma que el otro en respuesta a otras señales que no sean la de interés. El caudal de gases, por ejemplo, se ha medido con una línea de retardo que se mantiene a temperatura por encima del ambiente, y cuyo enfriamiento depende de la velocidad de convección del gas que fluya sobre ella, cambiando así la frecuencia de oscilación. Para calentar el dispositivo se puede emplear un calefactor externo o se puede añadir al sensor (en la línea de retardo o fuera de ella) un material con pérdidas acústicas apreciables [21]. En este segundo caso el sensor (similar a los anemómetros de hilo caliente)

es más pequeño, y por ende más rápido. También se han desarrollado detectores de CO, ClH, H₂, SH₂, NH₃, NO₂, SO₂, hidrocarburos y compuestos orgánicos fosforados, mediante un agente fijador selectivo depositado sobre la superficie del cristal [18] [19]. El recubrimiento se puede optimizar según interés sensibilidad, selectividad o velocidad de respuesta. Empleando otros recubrimientos, se pueden diseñar sensores de olor, es decir, de las moléculas asociadas a la percepción olfativa. Para detectar vapores de mercurio en gases, se deposita una capa de oro entre los electrodos interdigitados. El mercurio forma una amalgama con el oro, cambiando así la masa de la capa, y con ella el retardo de propagación. Otra posibilidad de detección es mediante películas de Langmuir-Blodgett (apartado 1.9.2).

Dado su pequeño tamaño, puesto que v es del orden de 3000 m/s, su simplicidad y la posibilidad de fabricar grandes series mediante procedimientos fotolitográficos, estos prototipos se han ido convirtiendo en productos comerciales. En particular, su alta sensibilidad, que permite detectar pequeñas concentraciones de gases, la inmunidad a muchas interferencias eléctricas, al ser la salida en forma de frecuencia, y la compatibilidad con la tecnología planar, ha llevado al desarrollo y comercialización de muchos sensores SAW para gases [22].

8.2.5 Caudalímetros de vórtices (digitales)

La detección de la presencia de oscilaciones en el flujo de un fluido permite obtener también una señal de frecuencia variable, pues depende de la velocidad del fluido. Dichas oscilaciones pueden ser forzadas o naturales.

El método de las oscilaciones forzadas, empleado sobre todo para gases, consiste en colocar en la tubería un conducto acanalado, de tal forma que convierta el flujo en helicoidal con un punto de velocidad máxima (y presión mínima según el teorema de Bernouilli, apartado 1.7.3) que se va desplazando. La frecuencia de paso de este núcleo de baja presión por una zona dada es proporcional a la velocidad y, por lo tanto, al caudal volumétrico, e independiente de la temperatura, presión y humedad del gas. La detección se puede hacer mediante un elemento piezoeléctrico, si se mide presión, o con un termistor si se detectan las fluctuaciones de temperatura asociadas a los remolinos. La frecuencia de la señal de salida varía entre unos 10 y 1000 Hz.

Para los líquidos es más común introducir dentro del conducto un objeto no aerodinámico y, por tanto, no alineado con las líneas de corriente: al desprenderse la capa de flujo en contacto con el objeto, aguas abajo de éste se forman unos torbellinos o vórtices de Karman (figura 8.17). Se detectan normalmente mediante ultrasonidos cuya intensidad queda más o menos atenuada, y también a partir de las fluctuaciones de temperatura o de la fuerza de arrastre sobre el objeto sumergido. Si éste tiene el perfil adecuado, se puede lograr que la frecuencia de los torbellinos sea proporcional a la velocidad de flujo. No obstante, siempre hay una velocidad mínima por debajo de la cual la frecuencia de los vórtices se hace irregular. A la vez, cuanto mayor sea el diámetro de la tubería menor es la frecuencia de salida, siendo el límite del diámetro del orden de 350 mm.

- [9] N. Hagiwara, Y. Suzuki y H. Murase. A method of improving the resolution and accuracy of rotary encoders using a code compensation technique. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 41, núm. 1, febrero 1992, págs. 98-101.
- [10] R. A. Busser y N. F. De Rooij. Resonant silicon structures. *Sensors and Actuators*, vol. 17, 1989, págs. 145-154.
- [11] G. Stemme. Resonant silicon sensors. *J. Micromech. Microeng.* vol. 1, 1991, págs. 113-125.
- [12] P. Hauptmann. Resonant sensors and applications. *Sensors and Actuators A*, vols. 25-27, 1991, págs. 371-177.
- [13] H. Ito. Balanced adsorption quartz hygrometer. *IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 34, núm. 2, marzo 1987, págs. 136-141.
- [14] P. Klinkhachorn, B. Huner, E. B. Overton, H. P. Dharmasena y D. A. Gustowski. A microprocessor-based piezoelectric quartz microbalance system for compound-specific detection. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, núm. 1, febrero 1990, págs. 264-268.
- [15] B. Huner, P. Klinkhachorn y E. B. Overton. Hybrid clock oscillator modules as deposition monitors. *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 59, núm. 6, junio 1988, págs. 983-986.
- [16] M. Heiss. Error-detecting unit-distance code. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, núm. 5, octubre 1990, págs. 730-734.
- [17] R. H. Wood, C. W. Buzzard, V. Majer y A. Inglese. A phase-locked loop for driving vibrating tube densimeters. *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 60, núm. 3, marzo 1989, págs. 493-494.
- [18] Número especial sobre sensores acústicos. *IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 34, marzo 1987.
- [19] A. D'Amico y E. Verona. SAW sensors. *Sensors and Actuators*, vol. 17, 1989, págs. 55-66.
- [20] W. Buff. SAW sensors. *Sensors and Actuators A*, vol. 30, 1992, págs. 117-121.
- [21] J. G. Grace, T. S. Sanfelippo y S. G. Joshi. Surface acoustic-wave device for measuring rate of gas flow. *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 62, núm. 1, 1991, págs. 208-213.
- [22] D. Arn, D. Amati, N. Blom, M. Ehrat y H. M. Widmer. Surface acoustic wave gas sensors: developments in the chemical industry. *Sensors and Actuators B*, vol. 8, 1992, págs. 27-31.

Capítulo 9

Otros métodos de detección

La variedad de dispositivos y métodos de medida de las diversas magnitudes hace difícil establecer un criterio de clasificación que sea exhaustivo. El criterio seguido en este libro no es una excepción, y puede que algunos lectores hayan echado ya de menos algunos sensores de uso extendido que no corresponden a los distintos tipos vistos en los capítulos precedentes.

En este capítulo se exponen algunos sensores y métodos de medida adicionales, ya en uso o con un previsible uso futuro, que no están basados en ninguno de los principios vistos en capítulos anteriores. Aún quedan otros métodos, como son los basados en radiaciones ionizantes o electromagnéticas, que no se expondrán aquí por ser de uso más restringido y porque su consideración extendería este texto de forma innecesaria.

9.1 SENSORES BASADOS EN UNIONES SEMICONDUCTORAS

El empleo de materiales semiconductores en sensores se ha visto al tratar las galgas extensométricas (efecto piezorresistivo, apartado 2.2), los termistores (apartado 2.4), las magnetorresistencias (apartado 2.5), las LDR (efecto fotoeléctrico interno, apartado 2.6), los sensores resistivos de gases (apartado 2.8) y los sensores basados en el efecto Hall (apartado 4.3.2). En el apartado 6.1 se ha mencionado que el efecto Seebeck también se produce en el silicio y germanio, y en el apartado 6.4 se han visto las células fotoeléctricas, que se basan no ya en un material semiconductor, sino en las propiedades de una unión de dos materiales semiconductores. En el apartado 8.2 se ha indicado que hay sensores autorresonantes basados en silicio monocristalino.

En este apartado 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 (monolítico si el sensor es de silicio o híbrido si no lo es), dando lugar a los denominados sensores «inteligentes», permite pensar en una aplicación aún mayor de los microprocesadores a los sistemas de medida y control. Una buena muestra de los avances en este campo, que está en pleno desarrollo, puede encontrarse en [11].

9.1.1 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. Sucede, sin embargo, que 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, v_{BE} , 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, $q = 1,60 \times 10^{-19}$ C
- v_{BE} es la tensión base-emisor
- k es la constante de Boltzmann, $k = 1,3807 \times 10^{-23}$ J/K
- 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 [1],

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

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 (1.2) y (1.3) se obtiene

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

Si a la tensión base-emisor correspondiente 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, pues, que la relación entre v_{BE} y T es no lineal, y depende del valor de la corriente de colector. Para analizar la no linealidad, se puede derivar respecto a la temperatura en un punto de corriente de colector constante. Para $i_c = I_{c0}$, se obtiene

$$\left. \frac{dv_{BE}}{dT} \right|_{i_c = I_{c0}} = \frac{V_{BE0} - V_{g0}}{T_0} - \frac{3k}{q} \left(1 + \ln \frac{T}{T_0} \right) \quad (1.6)$$

El primer término del segundo miembro corresponde a la sensibilidad, mientras que el segundo término indica la no linealidad. Para el silicio son, respectivamente, 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 corriente 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 9.1a [2]. 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, se tendrá $I_{s1} \approx I_{s2}$, y queda

$$v_d = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{c1}}{I_{c2}} \quad (1.8)$$

Así pues, 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 entre dos fuentes de corriente. En la figura 9.1a, $I_{c1}/I_{c2} = 2$, de modo que $v_d/T = 59,73 \text{ } \mu\text{V/K}$. Con un amplificador diferencial de ganancia 167,4, la tensión de salida es de 10 mV/K . En la figura 9.1b se presenta un diseño práctico para las fuentes de corriente de 5 y $10 \text{ } \mu\text{A}$.

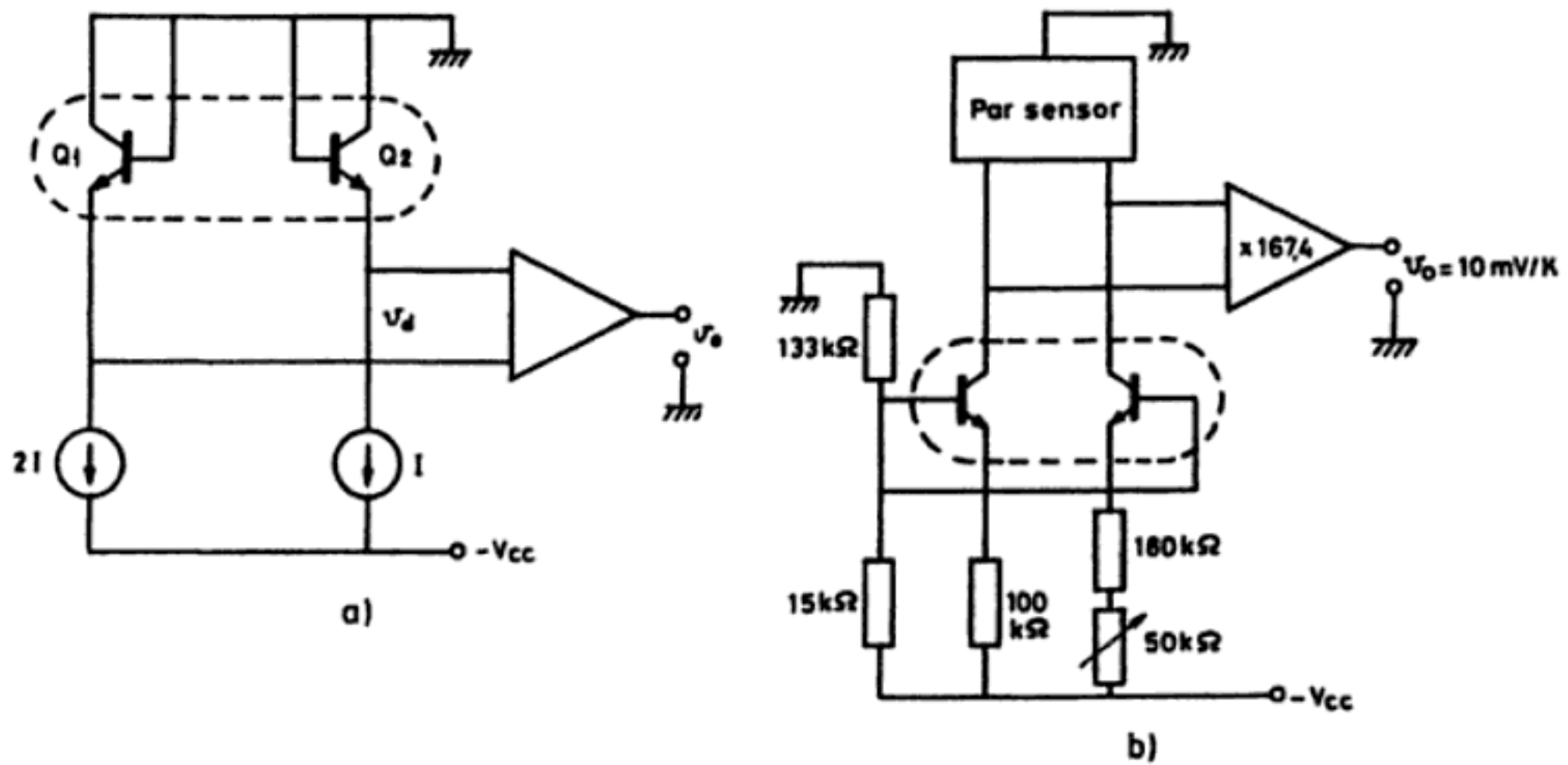


Figura 9.1 a) Termómetro basado en la dependencia de la tensión base-emisor con la temperatura en un transistor bipolar. El empleo de dos fuentes de corriente con una relación dada permite prescindir de una referencia estable y confiere mayor linealidad. b) Esquema de las fuentes de corriente.

Otro método consiste en emplear dos transistores con áreas de emisor distintas, pero con la misma corriente de colector. En la figura 9.2 se presenta el esquema simplificado de un sensor de este tipo que es un convertidor temperatura-corriente que ha encontrado amplio uso [3]. Su circuito equivalente es una fuente de corriente de dos terminales que deja pasar una corriente numéricamente igual (expresada en microamperios) a la temperatura absoluta. Los transistores Q_3 y Q_4 son iguales y constituyen un espejo de corriente, de modo que

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

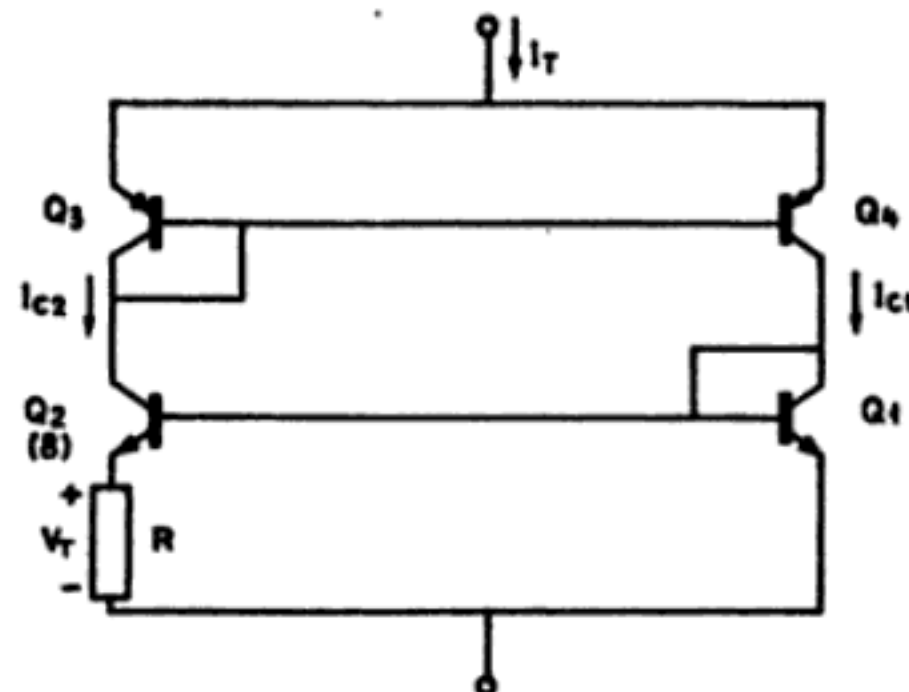


Figura 9.2 Esquema simplificado de un convertidor temperatura-corriente (Documentación Analog Devices).

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 común 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, con el consiguiente desequilibrio entre sus 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 (offset). Además, algunos de los mejores dispositivos son incompatibles con los procesos habituales de fabricación de circuitos integrados [13].

9.1.3 Fotodiodos y fototransistores

En el apartado 6.4.1 se ha descrito cómo 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 dependen 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 forma, 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 9.4 se muestra la estructura 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

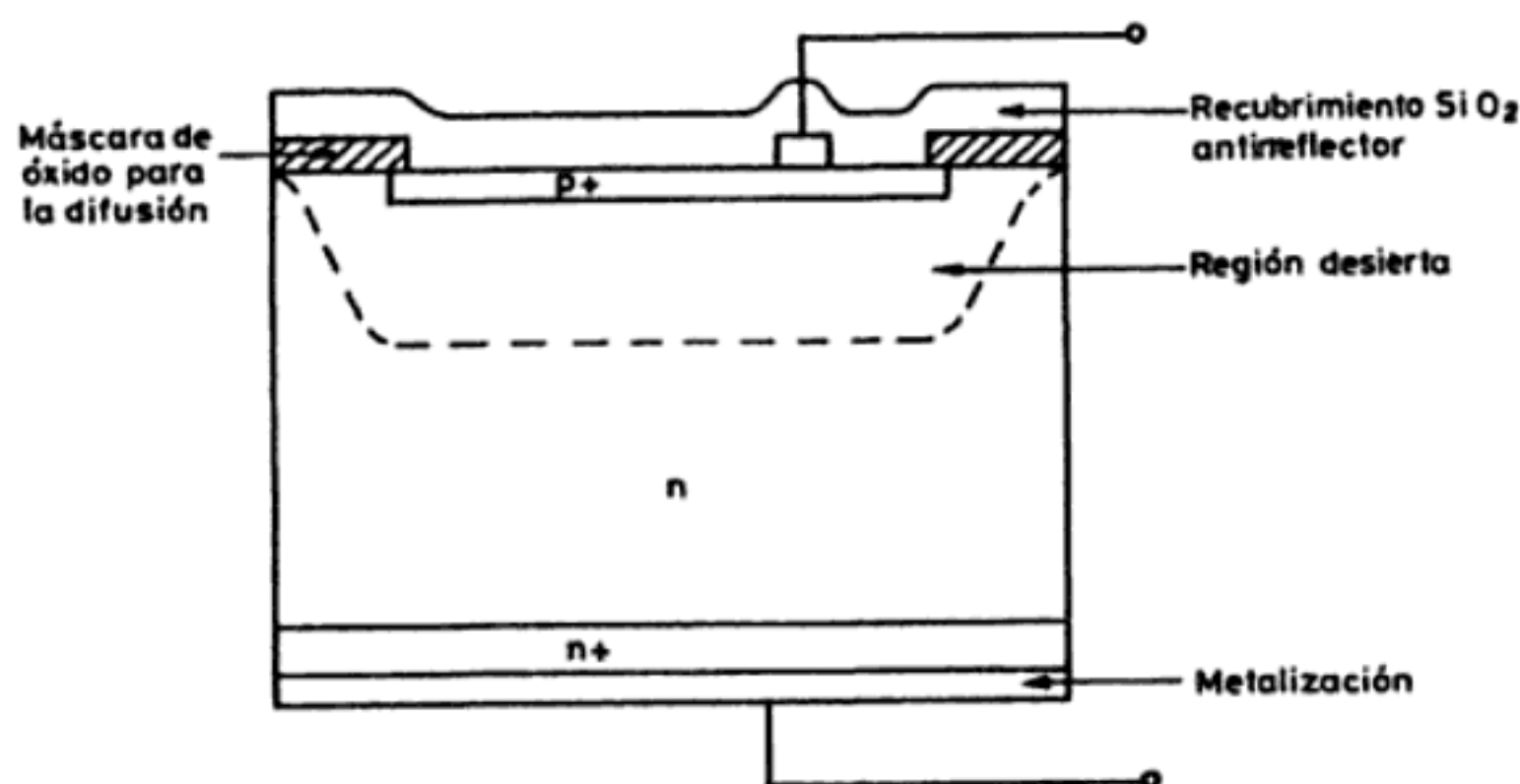


Figura 9.4 Estructura de un fotodiodo.

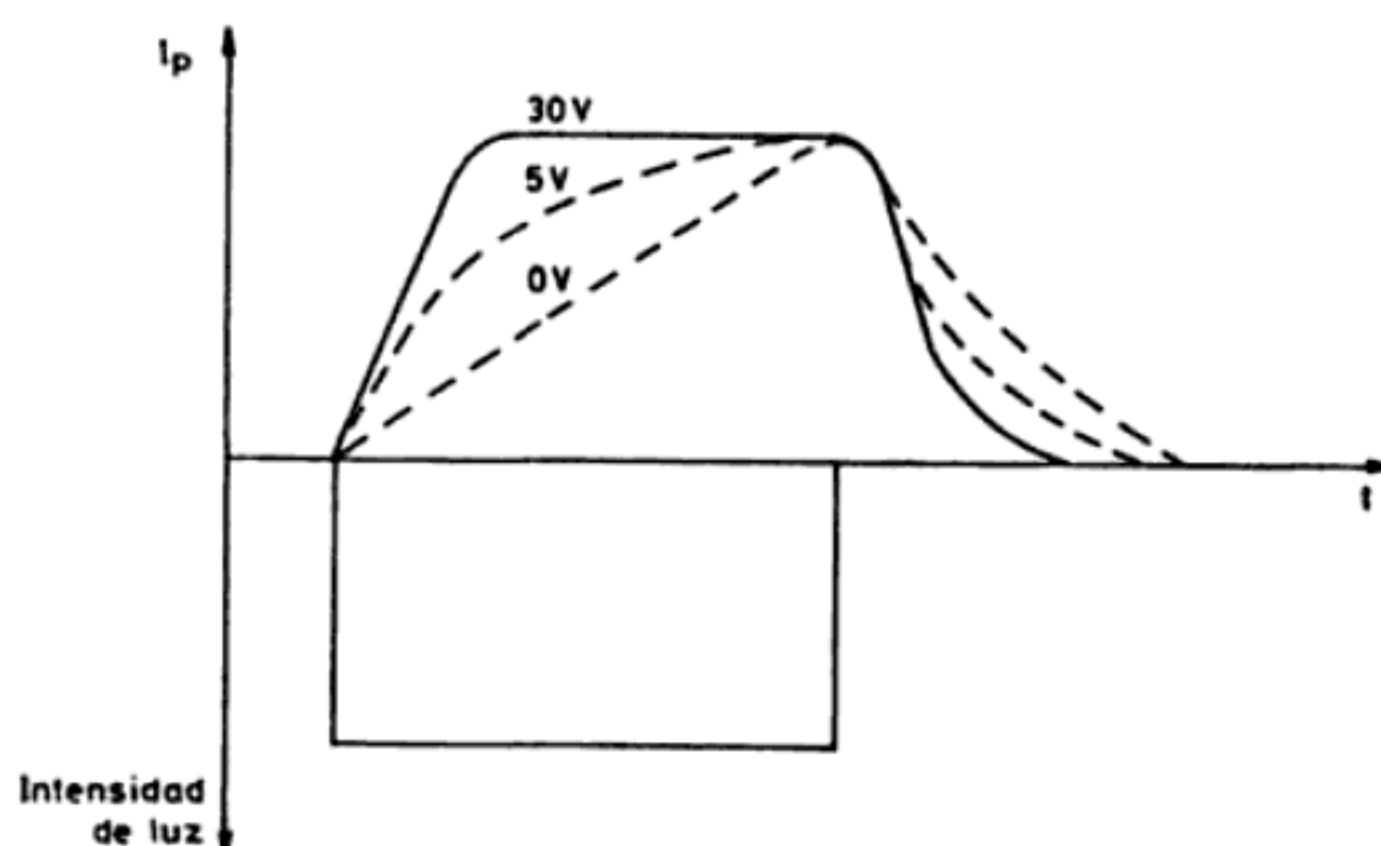


Figura 9.5 Velocidad de respuesta de un fotodiodo en función de la tensión de polarización inversa (Documentación Centronic).

absorbida produce pares electrón-hueco que bajo la acción de dicho campo se acumulan en las zonas n y p , produciendo una tensión (efecto fotovoltaico). 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 («responsivity» en inglés).

La figura 9.5 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 (5 V), las cargas generadas en la zona desierta son recogidas rápidamente y son responsables de la rápida respuesta inicial. Las cargas 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.

Una forma de aumentar la sensibilidad de los fotodiodos consiste en disponer una región de semiconductor intrínseco entre las zonas p y n , constituyendo un diodo $p-i-n$. De esta forma, la mayoría de los fotones incidentes son absorbidos en dicha zona intrínseca, donde la recombinación es menor. La mayor separación entre las zonas dopadas hace también que la capacidad interna sea menor.

La respuesta espectral de los fotodiodos depende de la absorción en la ventana y en el propio material detector. El silicio, por ejemplo, es transparente a las radiaciones con longitud de onda mayor de 1100 nm y, por lo tanto, al no ser absorbidas dichas radiaciones tampoco podrán ser detectadas. Por contra, las longitudes de onda menores de 400 nm 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 p sea muy fina. También hay una pérdida por la absorción en los recubrimientos antirreflectores, pues si bien éstos mejoran la respuesta a ciertas longitudes de onda, en cambio reducen la eficiencia en aquellas

donde tienen cierta reflexión. La ventana de entrada del detector se elige para optimizar la respuesta a las longitudes de onda de interés en la aplicación deseada. En la figura 9.6 se muestra la distribución espectral de la radiación de distintas fuentes, la transmitancia de diversos materiales empleados en la ventanas, y la respuesta espectral del silicio. Para detectar radiación ultravioleta, por ejemplo, se emplea un recubrimiento plástico que bloquea la luz visible (menos de 800 nm) y deja pasar toda la radiación de 850 a 1000 nm. En la banda de 800 a 1800 nm, se emplea también el germanio.

Para sensores de color, la luz incidente se hace pasar a través de 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 de este método es que los filtros atenúan la intensidad de luz que llega al fotodiodo. 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 (NEP, Noise Equivalent Power). En el caso de un diodo polarizado, una fuente de ruido es la corriente de granalla (shot) asociada a la corriente de fugas o corriente a oscuras I_D . Dicha corriente de ruido viene dada por

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

donde $q = 1,69 \times 10^{-19}$ C 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 fugas es muy pequeña (del orden de picoamperios), de manera que predomina el ruido térmico asociado a la resistencia dinámica R_p , que es

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

donde k es la constante de Boltzmann. Si la resistencia de carga que ve el diodo no es muy grande, en (1.16) 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 predomina el ruido térmico. A bajas frecuencias hay una corriente de ruido «1/f» adicional.

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

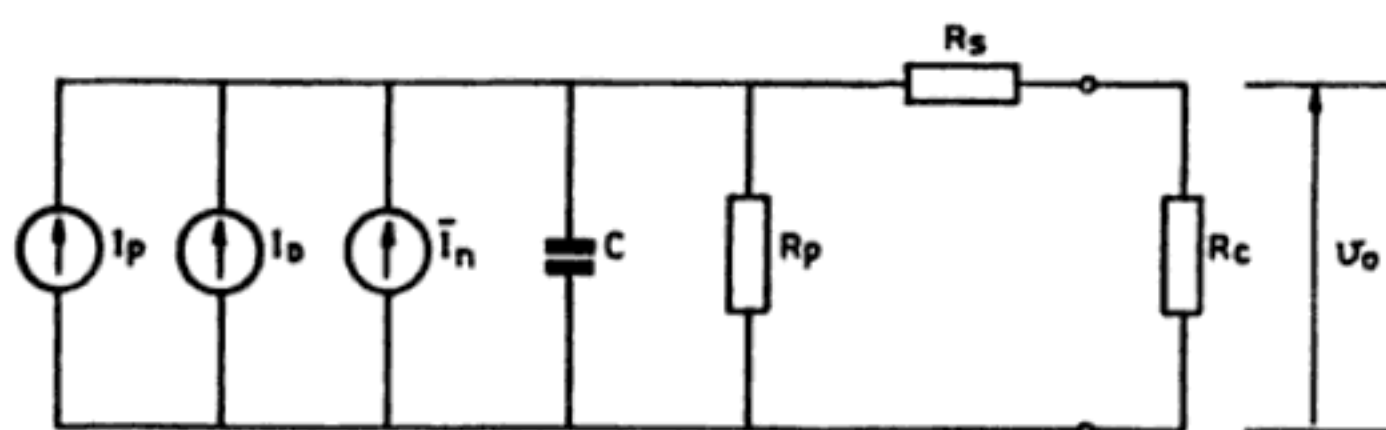


Figura 9.7 Circuito equivalente para un fotodiodo. I_p es la corriente de señal; I_D es la corriente de fugas; I_n es la corriente total de ruido; R_p es la resistencia dinámica; C es la capacidad del diodo; R_s es la resistencia serie; R_c es la resistencia de carga.

El circuito equivalente para un fotodiodo es el de la figura 9.7. Obsérvese que se trata de un circuito similar al de la figura 6.23 para una célula fotoeléctrica, al que se ha añadido la corriente de fugas y la de ruido. En el cuadro 9.2 se dan las especificaciones de dos modelos concretos. Si en la figura 9.7 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

$$I_p = \alpha q \Phi A = S \times P \quad (1.18)$$

$$I_D = I_0 (\exp \{qV/kT\} - 1) \quad (1.19)$$

donde:

- α es el rendimiento cuántico del detector
- q es la carga del electrón ($1,6 \times 10^{-19}$ C)
- Φ es la densidad de flujo incidente
- A es el área del detector
- P es la potencia incidente
- I_0 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 9.8. 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 [14].

Cuadro 9.2 Especificaciones de dos fotodiodos comerciales.

Parámetro	5082-4203 (p-i-n) Hewlett Packard	G1115 (GaAsP) Hamamatsu
Área activa	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 pA a -10 mV
NEP/ \sqrt{B}	$5,1 \times 10^{-14}$ W/ $\sqrt{\text{Hz}}$	9×10^{-16} W/ $\sqrt{\text{Hz}}$
C	1,5 pF a -25 V	600 pF
R _s	50 Ω	-
R _p	100 G Ω	20 G Ω
Tiempo de subida y bajada sin polarización	300 ns	1500 ns
Tiempo de subida y bajada a -20 V y 50 Ω de carga	50 Ω carga 1 ns	1000 Ω carga -

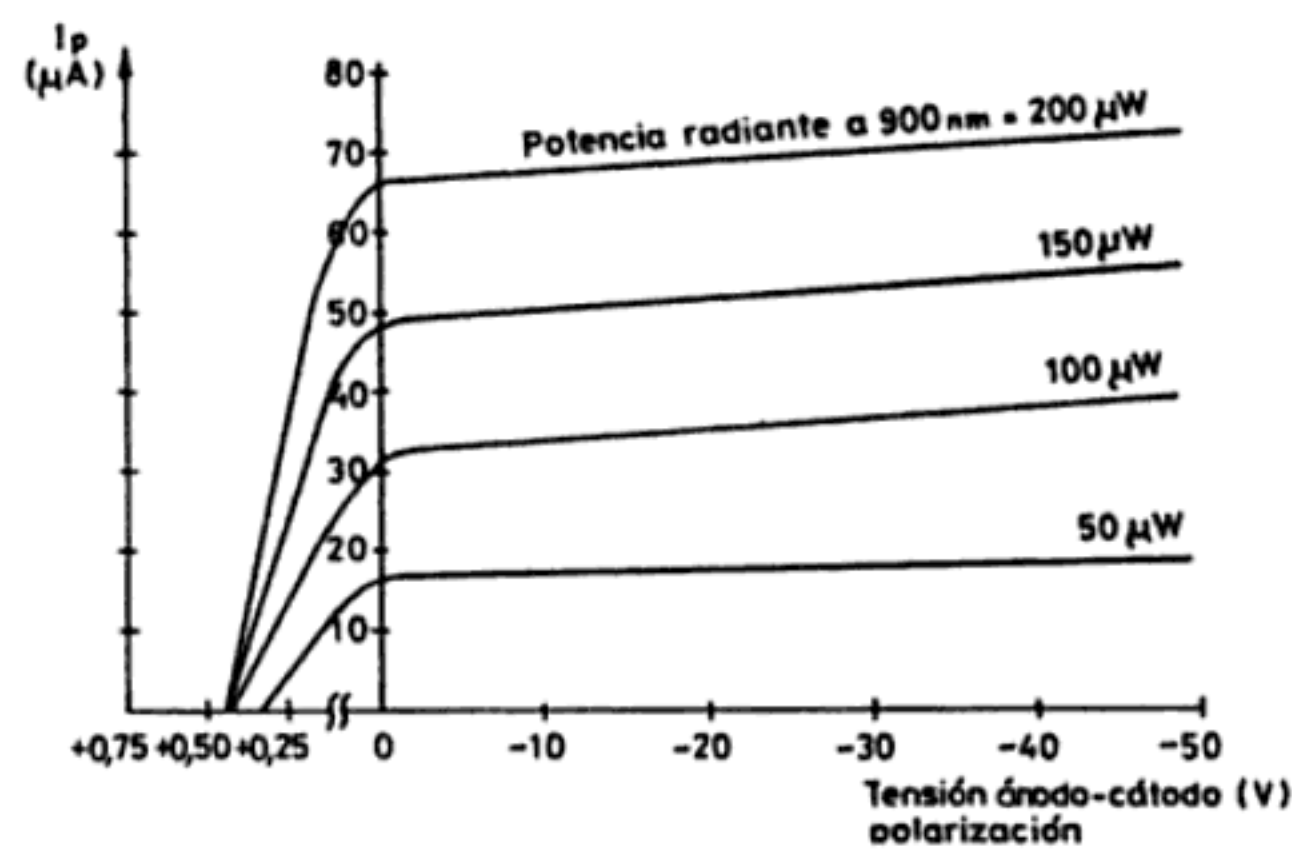


Figura 9.8 Corriente en un fotodiodo *p-i-n* en función de la tensión de polarización y la iluminación.

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 9.9a) o la corriente de cortocircuito mediante un amplificador de transimpedancia (figura 9.9b). En ambos casos la ausencia de corriente de fugas 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. *R*₂ (y *C*₂) puede ser una red en T (apartado 7.2.1). *C*₂ permite obtener una respuesta plana, pues compensa la capacidad parásita del diodo. En las figuras 9.9b y c, *R*₁ en la entrada no inversora se emplea cuando la resistencia de retroalimentación es tan alta que hay que igualar la resistencia que ven las corrientes de cada entrada del AO. *C*₁ limita entonces el ancho de banda del ruido de *R*₁.

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

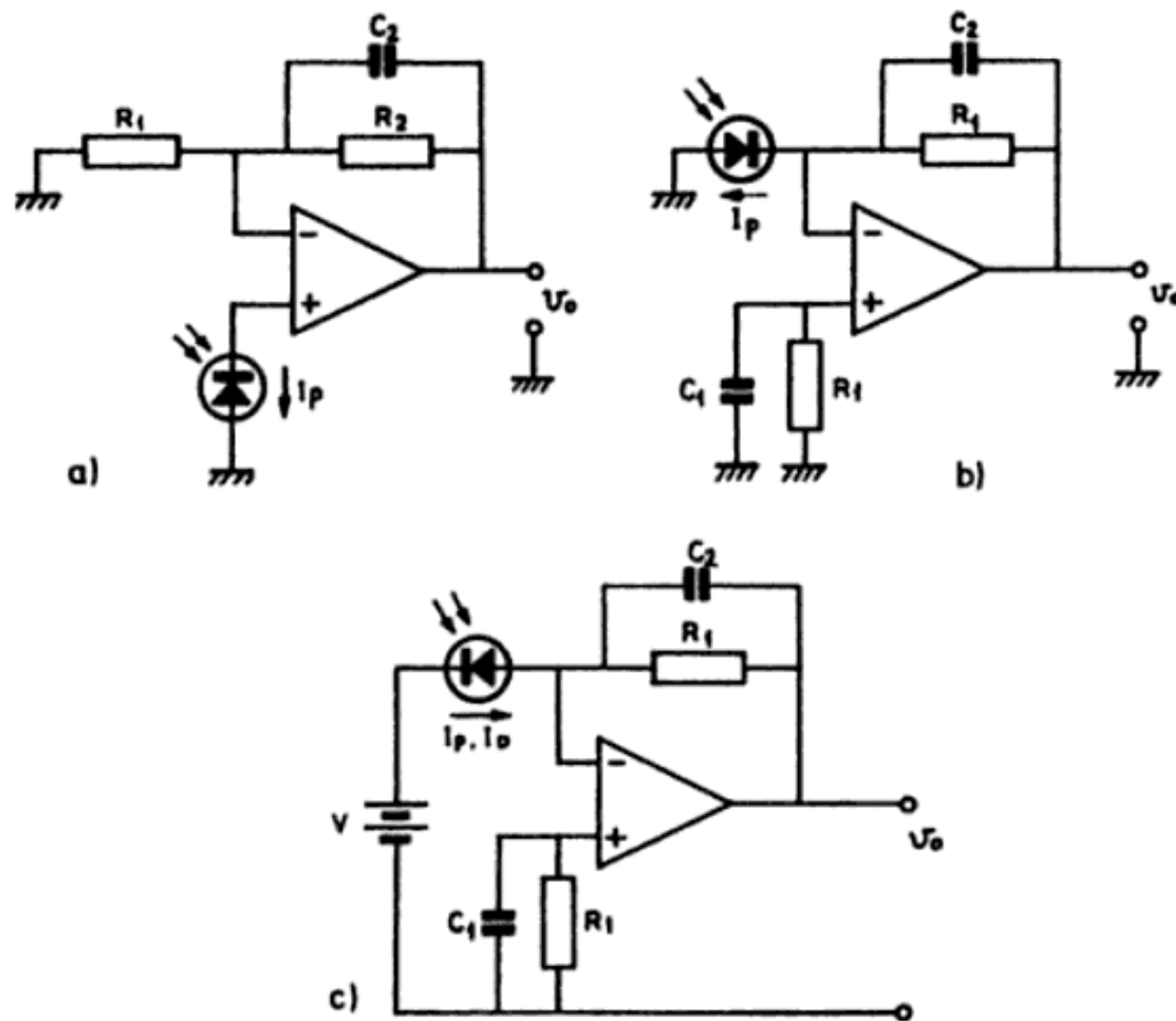


Figura 9.9 Circuitos para detectar la señal de un fotodiodo: sin polarización (a y b), y con polarización inversa (c).

$$0 = I_P - I_0 (\exp \{q v_d / k T\} - 1) \quad (1.20)$$

de donde

$$v_d = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{I_P}{I_0} \right) \quad (1.21)$$

$$v_o = - \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{I_P}{I_0} \right) \quad (1.22)$$

La respuesta es, pues, logarítmica. Si, en cambio, se mide la corriente de cortocircuito (figura 9.9b), la tensión de salida es

$$v_o = I_P R_1 \quad (1.23)$$

Si se polariza el diodo, el modelo de la figura 9.7 sugiere que se mida la corriente de salida. En la figura 9.9c se muestra un posible esquema. El sistema tiene mayor ruido, pero también mayor velocidad que cuando no se emplea polarización. La salida es ahora

$$v_o = - (I_P + I_D) R_1 \quad (1.24)$$

Cuando se desea simplemente una detección todo/nada, la interfaz directa con un circuito integrado digital es inmediata [15].

Se comercializan fotodiodos con amplificación, compensación de temperatura y estabilización en el mismo chip. Por ejemplo, TSL250 y TSL260 (Texas Instruments) y OPT201 (Burr-Brown). Con la integración se reducen 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 (arrays) formadas por varios fotodiodos montados juntos, con una separación mínima de 1 mm, u obtenidos difundiendo varios de ellos en la misma oblea. El TSL213 tiene 64 pixels con 125 μm de separación entre centros (frente a los 12,7 μm en un sensor CCD típico —apartado 9.3—), y el TSL215 tiene dos agrupaciones de 64 pixels. Comparados con los CCD, necesitan un menor número de tensiones de alimentación y señales de reloj más simples, y es posible leer pixel a pixel, pero su velocidad y resolución son, cuando menos, unas 10 veces inferiores.

Los fotodiodos se emplean no sólo en comunicaciones ópticas y fotómetros, sino también para control de iluminación y brillo, control remoto por infrarrojos, monitorización de llamas de gas y de petróleo (radiación ultravioleta centrada en la banda de 310 nm), enfoque automático y control de exposición en cámaras. Combinados con una fuente de luz, se emplean en codificadores de posición, medidas de distancia, espesor, transparencia y posición, como detectores de proximidad (alarmas contra intrusos, puertas y grifos automáticos) y de presencia (contadores de piezas y automatismos en general). Como detectores de presencia se basan en la interrupción de un haz de luz por parte del objeto. Si el haz de luz es modulado, se puede emplear detección síncrona (apartado 5.3) y así reducir las interferencias de fuentes de luz externas, por ejemplo de otros sensores cercanos. Su alcance es de hasta 50 m, pero se reduce si hay humo, polvo, o se acumulan contaminantes sobre las partes ópticas. Los sensores de color se emplean para inspección y control de calidad. Las agrupaciones de sensores se aplican al reconocimiento de formas, manipulación de papel (reconocimiento óptico de caracteres, clasificación de documentos, fotocopiadoras, facsímil), lectoras de tarjetas codificadas y codificadores de posición absolutos.

Si en una unión *p-n* incide una radiación no uniforme, la fotocorriente máxima estará localizada en la zona de mayor intensidad, y aparece una diferencia de potencial lateral (distinta de la transversal que se detecta en la figura 9.4). Este efecto fue descubierto por Wallmark en 1957. Si la unión se polariza 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 9.10a. Si se aplica el mismo potencial a cada extremo [16], la corriente generada se divide en dos componentes I_1 e I_2 tales que

$$I_1 R_1 = I_2 R_2 \quad (1.25)$$

Si el punto de incidencia máxima se designa por x , $-1 \leq x \leq +1$ (figura 9.10b), entonces se puede determinar el punto de máxima radiación a partir de

Para independizarse de la capacidad del sensor y del cable de conexión, la tensión se puede medir con un amplificador de carga. Otra alternativa es medir la corriente con un amplificador de transimpedancia.

Los 3,62 eV del silicio para producir un par electrón-hueco, frente a los 30 eV que requieren los detectores gaseosos (tubos de ionización) y los 500 eV de un cristal de centelleo, significan una mayor resolución energética. También son más lineales y más rápidos. Tienen una densidad hasta 1000 veces mayor que los gases y, por lo tanto, hace falta menos volumen para detectar la radiación; esto les da mayor resolución espacial. Estos detectores se emplean en medicina nuclear, para detección de partículas en física de altas energías, y en radiocromatografía. Los detectores de rayos X se emplean en tomografía, angiografía y radiografía digital.

9.2 SENSORES BASADOS EN TRANSISTORES MOSFET [5]

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 ($V_{GS} > V_T$, $V_{DS} > V_{GS} - V_T$) 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 6 V 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:

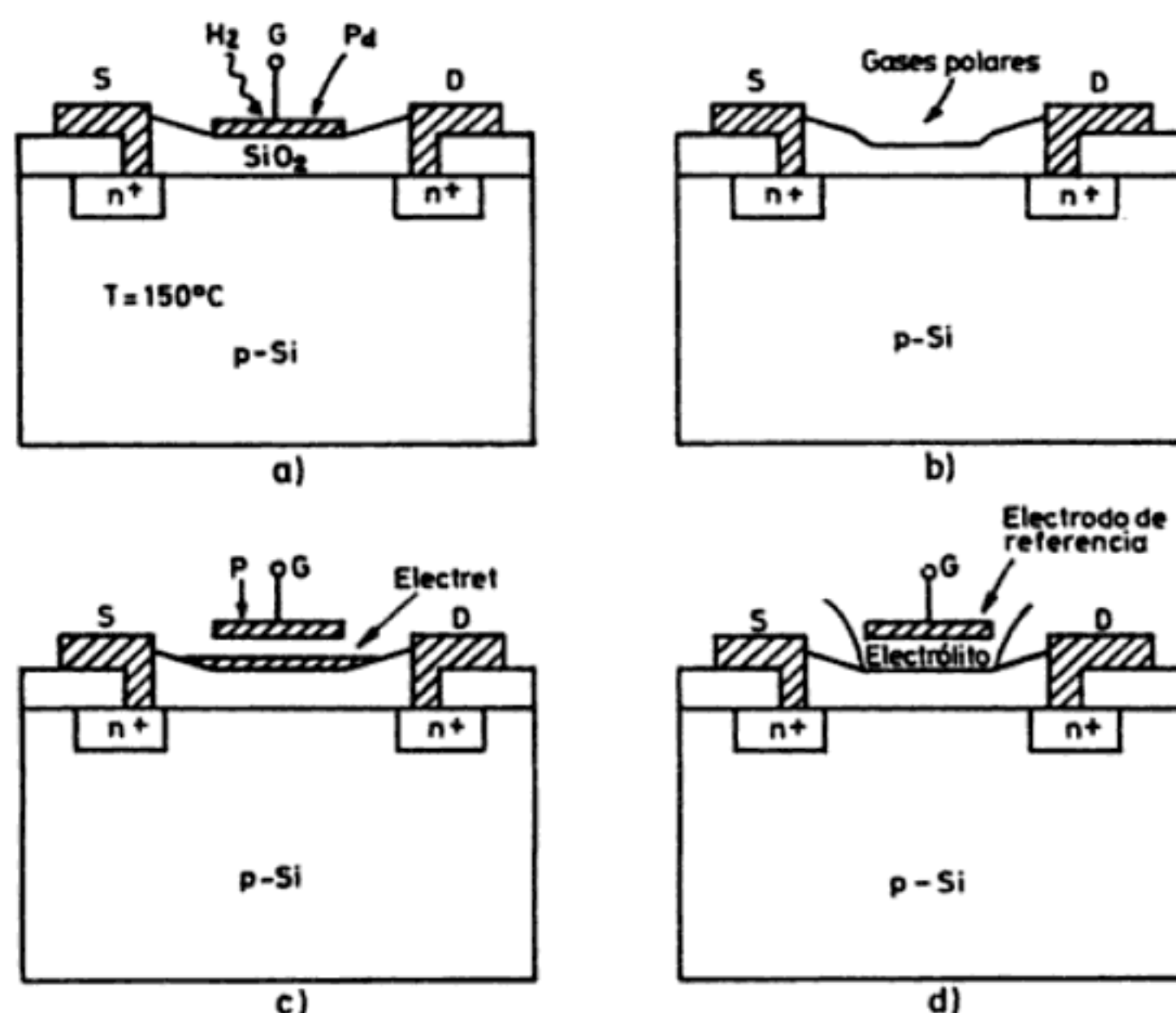


Figura 9.11 Esquema de diversos sensores basados en MOSFET: a) GASFET, con paladio en vez de aluminio en la puerta; b) ADFET, sin puerta y con sólo 5 nm de óxido; c) PRESSFET con un electret sobre el óxido y la puerta separada; d) ISFET con un electrólito en contacto con el aislante en la zona de la puerta y con electrodo metálico de referencia.

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 9.11c se presenta el esquema de un sensor de presión basado en este principio (PRESSFET), en el que la presión aplicada varía la distancia entre el electrodo y el óxido. Sobre éste hay depositado un material polarizado eléctricamente (electret), de modo que no es necesaria 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 (Ion-Sensitive FET) es un transistor MOSFET que en vez del electrodo de puerta tiene en dicha zona un recubrimiento o membrana químicamente selectiva (ver el apartado 6.5). Como resultado, al sumergirlo en un electrólito, el potencial en el aislante (óxido) depende de la concentración del ion detectado. Dicho potencial cambia la tensión umbral y con ella la corriente de drenador. El electrodo metálico 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 este modo el ISFET es como un MOSFET que en vez de óxido tiene un sistema óxido-electrólito (figura 9.11d). Los ISFET fueron propuestos por P. Bergveld en 1970. Sus principales limitaciones son la poca selectividad y adhesión de la membrana, la estabilidad y fotosensibilidad del material de la puerta, y el en-

capsulado, que debe permitir el contacto con el líquido donde se mide, pero sin que éste penetre y afecte a los circuitos electrónicos internos. Los comercializan Mitsubishi, NEC e Hitachi.

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

9.3.1 Fundamentos

La invención de los dispositivos de acoplamiento de carga (CCD, Charge-Coupled Devices) fue anunciada por los Bell Laboratories en 1970. Varias de las primeras publicaciones sobre este tema están recopiladas en [18]. Un CCD consiste en una serie de condensadores MOS monolíticos muy próximos donde se transfiere 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 pozos de potencial en la interfase entre silicio y óxido de silicio, o cerca de ella (figura 9.12). Los pozos los forman condensadores MOS —se deposita una serie de electrodos metálicos sobre el óxido de silicio— conectados a una señal de reloj polifásica. Las cargas transferidas son electrones o «agujeros», respectivamente, en dispositivos 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 . En [19] hay un análisis teórico completo, mientras que en [20] se describen las aplicaciones de los CCD, no limitadas a los sensores.

Si en la figura 9.12 se aplica una tensión positiva al electrodo de puerta mientras los electrodos adyacentes se mantienen a un potencial inferior (instante t_1), 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 larga los electrones llenan el pozo. Por lo tanto, un CCD es un dispositivo dinámico donde se puede almacenar una 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 1 s hasta varios minutos, dependiendo de la estructura y de los procesos de fabricación.

Según el número de fases de reloj que necesita un CCD, hay estructuras de dos y tres fases. Un sistema de tres fases es como el de la figura 9.12 donde uno de cada tres electrodos está conectado a la misma tensión y, por lo tanto, requiere tres señales de reloj distintas. Dichas señales están solapadas y presentan un flanco ascendente brusco y un flanco descendente lineal, que aumenta su eficien-

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 longitud de onda entre 300 nm y 1100 nm. Mediante las señales de reloj apropiadas, es posible crear pozos de potencial que recogen, durante un tiempo denominado tiempo de exposición óptica, los portadores minoritarios fotogenerados, mientras que los portadores mayoritarios son recogidos en el sustrato. Los paquetes de carga recogidos se desplazan a lo largo del registro CCD y son convertidos en una tensión o corriente en el terminal de salida. La cantidad de carga acumulada en cada pozo es función lineal de la intensidad de iluminación y del tiempo de exposición (o integración). La señal de carga de salida varía linealmente entre un nivel (de ruido) de fondo generado con iluminación cero —en la oscuridad— hasta un máximo en condiciones de saturación cuando la iluminación es brillante.

9.3.2 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 9.14) hay una línea de elementos sensores, denominados «photosites» o «pixels» (contracción fonética de «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 10 cm), 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 metali-

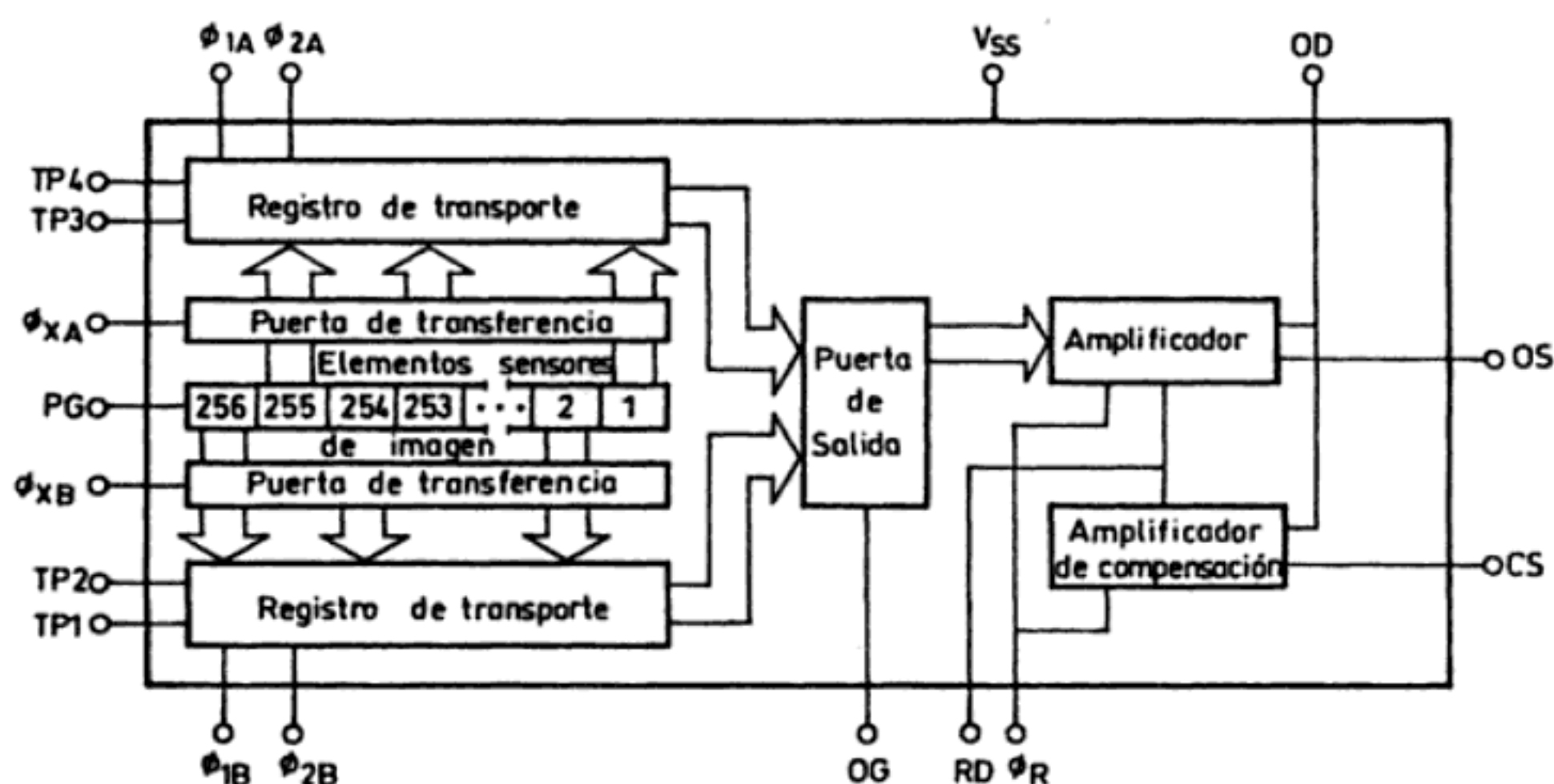


Figura 9.14 Diagrama de bloques de un sensor de línea CCD (Documentación Fairchild Weston Systems).

zación opaca —aluminio— que ofrecen un nivel de referencia (negro). Otros modelos 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 $7\ \mu\text{m} \times 7\ \mu\text{m}$.

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 (en serie) 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 «emborrone» la imagen; el emborronamiento es una limitación fundamental de los sensores CCD básicos y es debida a la captación de cargas espurias cuando, al ser transferidos los paquetes de carga, la luz sigue incidiendo sobre los elementos sensores.

Las señales de reloj de reinicio (reset) 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 reducen la corriente de ruido en la oscuridad en los registros internos, debida a las zonas periféricas.

Los paquetes de carga 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 de carga procedente de los registros de transporte. Controlando el amplificador de salida, algunos modelos ofrecen una señal de salida como la de un amplificador de muestreo y retención.

Un sensor de línea necesita señales de reloj cuando menos para la transferencia, transporte y reinicio. El reloj de transferencia se aplica a la puerta de transferencia para mover la carga acumulada desde los pixels a los registros de transporte, y controla el tiempo de exposición. Para desplazar los paquetes de carga de señal a lo largo de los registros de transporte hacia el detector/amplificador de salida, hacen falta dos conjuntos de señales de reloj de transporte, normalmente bifásicas. El reloj de reinicio restaura el potencial del detector de carga a un nivel predeterminado. Su frecuencia es doble de la del reloj de transporte, y determina la velocidad de salida de datos. Las señales de reloj aplicadas a un dispositivo CCD deben seguir escrupulosamente las instrucciones del fabricante relativas a su amplitud, fase, tiempos de subida y caída, y conexionado de entrada.

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

donde E es el módulo de Young y μ el coeficiente de Poisson. Para el aire, $c \approx 330$ m/s; para el agua, $c \approx 1500$ m/s; para el acero, $c \approx 5900$ m/s; para el aluminio, $c \approx 6320$ m/s. Para ondas transversales,

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

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 —consideradas como cantidades complejas (módulo y fase), ya que se supone que el problema se analiza en régimen permanente sinusoidal— 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

$$Z = \rho c \quad (4.4)$$

Z es un parámetro característico de cada medio. Para el aire $Z \approx 4,3 \times 10^{-4}$ Pa · s · m⁻¹; para el agua, $Z \approx 1,5$ Pa · s · m⁻¹; para el acero, $Z \approx 45$ Pa · s · m⁻¹; para el aluminio, $Z \approx 17$ Pa · s · m⁻¹.

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 (aumenta al hacerlo ésta), y x es la distancia recorrida en dicho medio.

Si, en lugar de tratarse de un medio homogéneo, la impedancia acústica varía de unas a otras zonas, entonces la radiación, además de ser absorbida, es reflejada. Para una onda plana que viaje en dirección perpendicular a una superficie también plana, que separa dos medios con impedancias acústicas respectivas Z_1 y Z_2 , los coeficientes de reflexión y de transmisión de intensidad son

$$R = \frac{I_r}{I_i} = \left(\frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \right)^2 \quad (4.7)$$

$$T = \frac{I_t}{I_i} = \frac{4Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} \quad (4.8)$$

donde I_i , I_r e I_t son, respectivamente, las intensidades incidente, reflejada y transmitida. Obsérvese que $R + T = 1$. De (4.7) se deduce que la reflexión es tanto mayor cuanto más grande sea la diferencia de impedancia entre ambos medios. Esto hace prácticamente imposible medir en gases de forma no invasiva, debido a la gran diferencia entre su impedancia acústica y la de las paredes del recipiente.

9.4.2 Aplicaciones

Las aplicaciones de los ultrasonidos a la medida de magnitudes físicas están normalmente relacionadas con su 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 el efecto Doppler. El número de aplicaciones está en continuo aumento [6]. La mayoría emplean cerámicas piezoeléctricas o polímeros como generadores y receptores.

El efecto Doppler, descubierto por C. Doppler en 1843, consiste en el cambio de frecuencia que sufre una radiación (mecánica o electromagnética), cuando se refleja en un reflector móvil respecto al emisor de la radiación. El cambio de frecuencia es proporcional a la velocidad relativa emisor-reflector (figura 9.15a), de la forma

$$f_e - f_r = 2f_e \frac{v}{c} \cos \alpha \quad (4.9)$$

donde:

- f_e es la frecuencia emitida
- f_r es la frecuencia recibida
- v es la velocidad del fluido
- 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. Por ejemplo, burbujas de aire en líquidos, o sólidos en suspensión. Para tener una reflexión efectiva, el tamaño de los reflectores debe ser superior a un 10% de la longitud de onda del sonido en el fluido ($\lambda = c/f$). Las frecuencias empleadas son del orden de 1 MHz, implicando longitu-

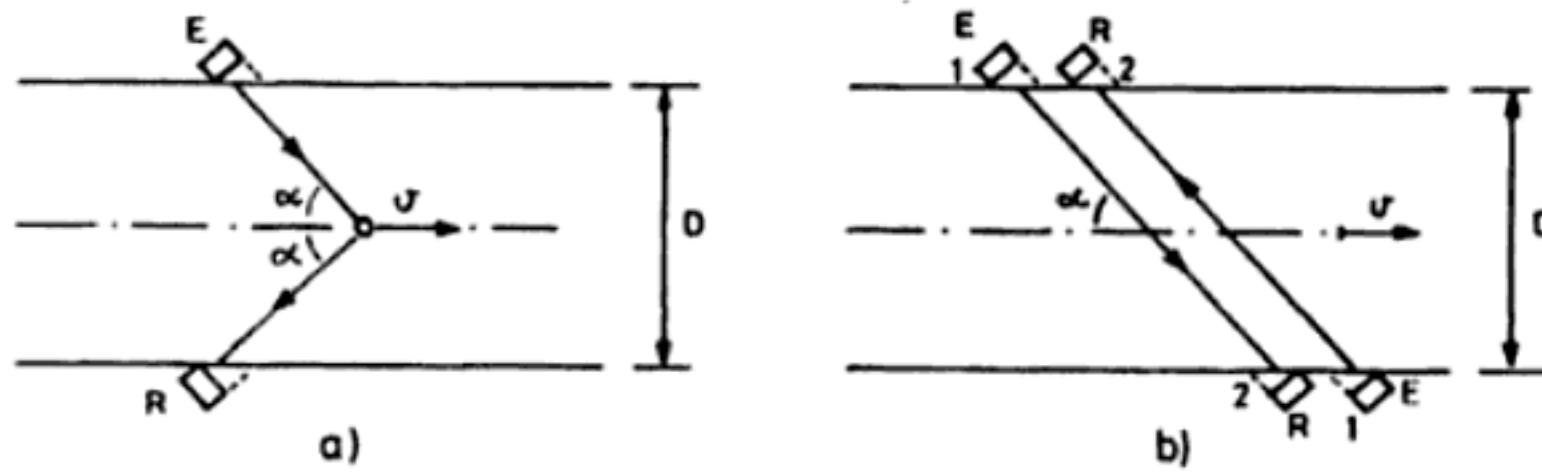


Figura 9.15 Fundamento de los caudalímetros ultrasónicos. a) Basados en el efecto Doppler. b) De tiempo de tránsito. E: emisor; R: receptor.

des de onda de decenas de micras. Para frecuencias superiores, la atenuación de la radiación en el medio sería excesiva.

Para fluidos limpios (sin reflectores) se dispone de modelos basados en la variación del tiempo de tránsito de la radiación entre emisor y receptor según se propague en favor o en contradi dirección respecto al flujo. En la figura 9.15b, si el transductor 1 actúa como emisor y el transductor 2 como receptor, el tiempo que tarda la radiación en alcanzar el receptor es

$$t_{12} = \frac{D/\sin \alpha}{c + v \cos \alpha} \quad (4.10)$$

Si los transductores invierten su función (las cerámicas piezoeléctricas son reversibles), o bien si emplea otro par de transductores,

$$t_{21} = \frac{D/\sin \alpha}{c - v \cos \alpha} \quad (4.11)$$

Si se cumple $c \gg v \cos \alpha$, resulta que la diferencia entre ambos tiempos es proporcional a la velocidad del fluido, 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

$$f_1 - f_2 = \frac{2v \sin \alpha \cos \alpha}{D} \quad (4.12)$$

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 propa-

gación de la radiación, normalmente en forma de pulso estrecho. El objeto puede ser líquido, sólido, granular o polvo, y con cualesquiera propiedades eléctricas y ópticas. 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. Puede emplearse un único transductor actuando alternativamente como emisor (emite un pulso) y receptor (detecta el eco), o dos transductores, uno como emisor y el otro como receptor. En este último caso, si emisor y receptor se disponen uno frente a otro, es posible detectar la presencia de un objeto por la mera interrupción de la radiación emitida. Esta disposición se emplea, por ejemplo, para contar piezas y en alarmas contra intrusos.

En todas las aplicaciones basadas en eco o interrupción de la radiación, si se desea tener un gran 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, pues, trabajar a alta frecuencia. Si la temperatura ambiente no es constante, hay que compensar la variación de la velocidad de propagación, pues a menor temperatura mayor será el tiempo hasta la recepción del eco, aunque el objeto permanezca a la misma distancia. 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. Si no se pueden evitar las corrientes, por ejemplo mediante un apantallamiento alrededor del haz, se pueden reducir los errores por convección promediando los tiempos medidos durante un periodo de tiempo largo.

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 (y también carbón y arena). La impedancia acústica de ambos medios es tan distinta que la mayor parte de la energía propagada en uno de ellos se reflejará 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 9.16a, 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 del 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 9.16b se muestra otro método para medir nivel. Se basa en detectar la presencia o ausencia de líquido, gasolina por ejemplo, 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 de líquido es, pues, en saltos que dependen del número de emisores y receptores. Con un polímero piezoeléctrico, se pueden definir 64 segmentos en un elemento de 22 cm.

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

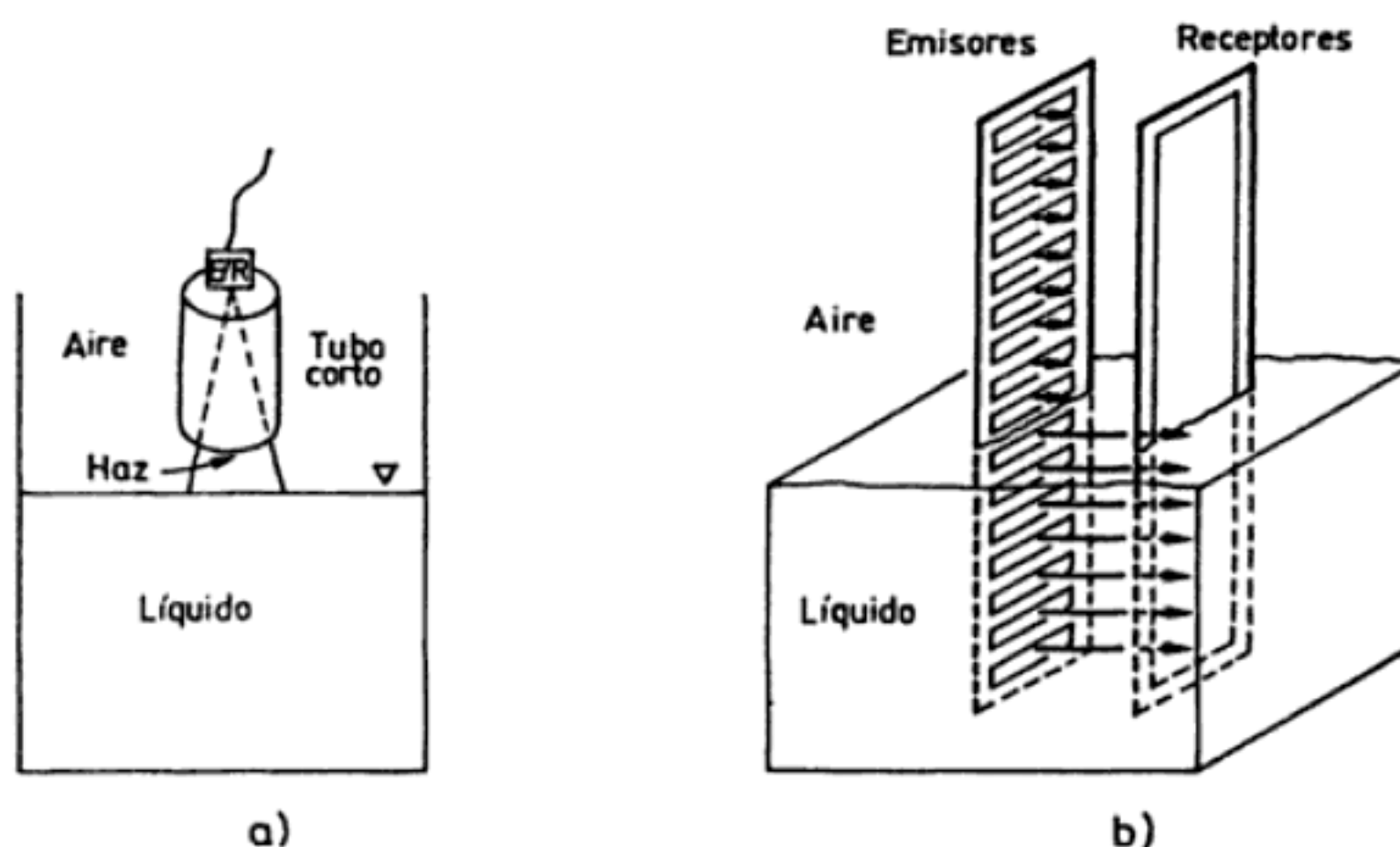


Figura 9.16 Medidores de nivel basados en ultrasonidos. a) Con propagación de la radiación en aire. b) Con sensores sumergidos (Documentación 3M).

emplean para distancias de 0,25 a 13 m. Son susceptibles al ruido acústico y al viento. Dado que para evitar la atenuación excesiva en aire hay que trabajar a menos de 1 MHz, 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 video, para evitar colisiones entre vehículos guiados automáticamente y para medir distancia y grosor en robots. Hay circuitos integrados (LM1812, TL851, TL852) que incluyen varias de las funciones electrónicas necesarias.

Para medir espesor hay que conocer la velocidad c del sonido en el material, que debe tener una temperatura uniforme. Se mide el tiempo de ida y vuelta de una onda longitudinal acoplada a la lámina o placa a medir. El alcance es desde $25 \mu\text{m}$ hasta más de 1 m, con una resolución del orden de $\pm 3 \mu\text{m}$.

Las medidas de temperatura con ultrasonidos se basan en la dependencia térmica de la velocidad del sonido c . Se miden así, por ejemplo, la temperatura del agua en los océanos, o de los gases emitidos en chimeneas. Otras propiedades medidas son la densidad de gases y líquidos, porosidad, presión, viscosidad y propiedades elásticas volumétricas como el módulo de elasticidad y el coeficiente de Poisson [6]. 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 [7].

La microscopía acústica fue propuesta por S. J. Sokolov en 1936. Los microscopios acústicos emplean frecuencias de hasta 0,8 a 2 GHz para alcanzar resoluciones laterales inferiores a $1 \mu\text{m}$. Las propiedades acústicas detectadas revelan la topografía, rigidez, elasticidad, viscosidad, adhesión y densidad de la superficie. Se puede observar así la estructura granular de materiales y detectar defectos superficiales tales como microporos o microfisuras. La penetración depende del material y de la longitud de onda, pero dado que para tener una mayor penetración

hay que emplear longitudes de onda mayores, hay siempre un compromiso: a mayor penetración, menor resolución lateral.

Hay tres tipos básicos de microscopios acústicos. El primero emplea lentes acústicas. El segundo usa un haz de láser enfocado, a modo de sonda acústica. El tercer sistema consiste en un portamuestras piezoeléctrico en el que se deposita el material, que se calienta por un láser o un haz de electrones que explora su superficie; el efecto termoelástico produce el sonido detectado. En el sistema de lentes acústicas hay un monocristal de zafiro con un transductor piezoeléctrico de ZnO depositado entre electrodos de oro en un extremo. El otro extremo acopla la radiación a través de un medio (agua, por ejemplo) y la interfaz (cóncava) sensor-medio, actúa como una lente acústica miniatura ($40\ \mu\text{m}$) que enfoca la radiación. Un reflector acústico en el plano focal devolverá un eco y, barriendo la superficie con el haz, se puede obtener una imagen. Uno de los sistemas basado en láser consiste en disponer la muestra en una célula líquida; una cara de la célula es un espejo óptico que vibra cuando pasa el sonido a su través. La vibración del espejo modula la radiación procedente del láser, que es detectada. La microscopía acústica se emplea, entre otras, para la inspección de circuitos integrados, condensadores cerámicos, soldaduras y laminados de plástico.

9.5 sensores basados en fibras ópticas

El desarrollo de la tecnología de las fibras ópticas en el ámbito de las comunicaciones ha llevado 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 intensos, temperaturas elevadas o medios corrosivos, y, por supuesto, su compatibilidad con sistemas de telemetría basados en fibras ópticas. En [8] y [9] se describen los fundamentos y posibles aplicaciones de algunos de los múltiples sistemas propuestos. El tema es prometedor, pero hasta el momento el elevado precio es un factor que to-

Cuadro 9.3 Clasificación de los sensores basados en fibras ópticas según su principio de funcionamiento.

Sensores extrínsecos	<ul style="list-style-type: none"> Basados en reflexión Basados en transmisión Basados en fluorescencia
Sensores intrínsecos	<ul style="list-style-type: none"> Cambios en la intensidad <ul style="list-style-type: none"> Cambios en la fase <ul style="list-style-type: none"> Interferometría de fibra única Interferometría con dos fibras

davía no ha podido ser superado y, consecuentemente, hay pocos sistemas implantados en la industria. En este apartado se describen someramente algunos de los principios de medida propuestos.

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 por la fibra, se habla de sensores extrínsecos y sensores intrínsecos. En el cuadro 9.3 se han clasificado estos distintos tipos de sensores según su principio de funcionamiento. En [10] hay criterios de clasificación adicionales.

En los sensores extrínsecos o con modulación externa, la fibra transporta la luz, que es modificada (modulada) en un elemento externo bajo la acción de la magnitud a medir. Hay sistemas basados en la transmisión, en la reflexión y en la fluorescencia.

En la figura 9.17a se presenta el esquema de un sensor extrínseco basado en la variación del acoplamiento entre dos fibras en función de su posición relativa. Ésta 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 9.17b 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 9.17c. 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. Éstas pueden incluso llevar la luz a una zona re-

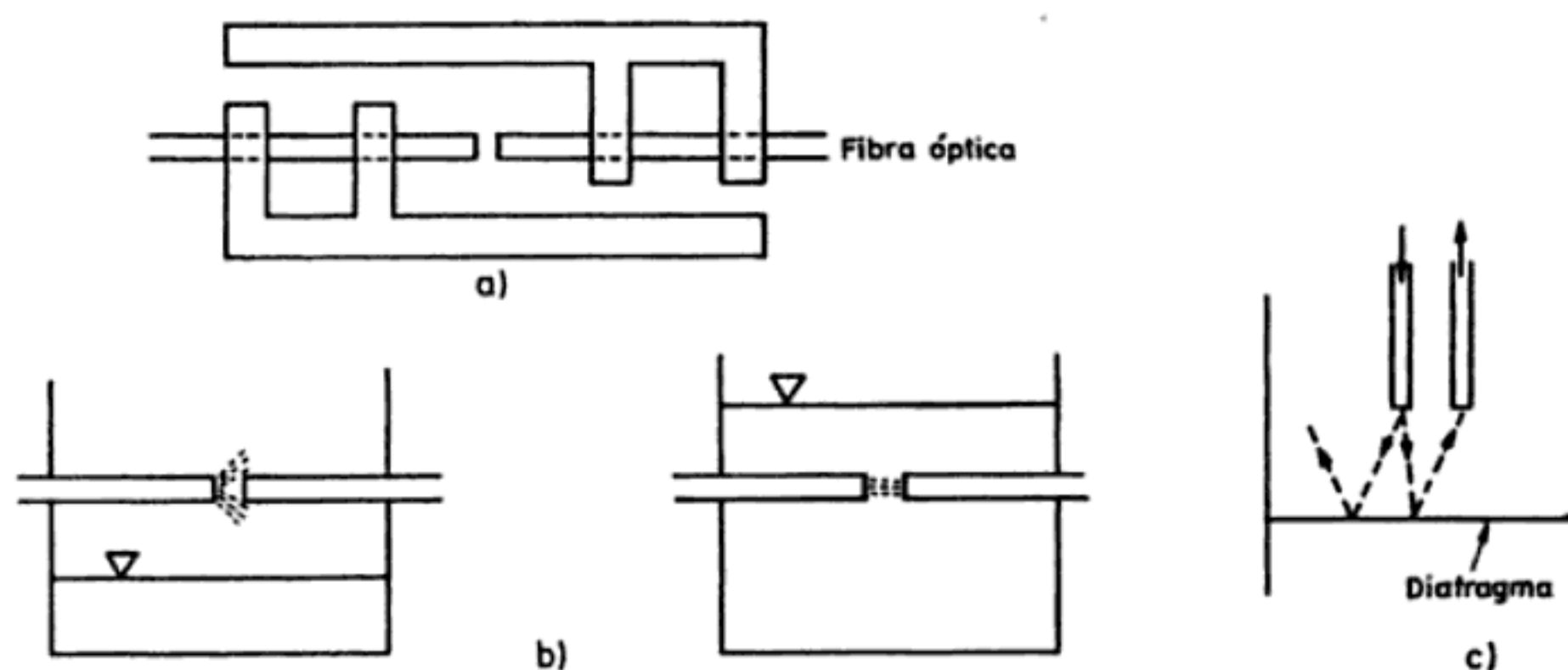


Figura 9.17 Esquema de diversos sensores basados en una modificación extrínseca de la radiación procedente de una fibra óptica, con aplicación a la medida de aceleraciones a), nivel de líquidos b) y presiones c).

mota donde incitan la radiación fluorescente en la sustancia de interés, y la conducen ellas mismas al detector. Se ha aplicado este método en reactores nucleares y en la medida de la contaminación de aguas subterráneas.

En los sensores intrínsecos la magnitud a medir afecta a las características ópticas de la fibra, 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 9.18a se presenta el fundamento de un sistema basado en las pérdidas producidas cuando la magnitud a medir (fuerza, presión, ...) provoca microdeformaciones en la fibra. La reflexión total interna que normalmente hace que las pérdidas sean mínimas, da paso, al deformarse la cubierta, a una reflexión parcial tanto mayor cuanto más grande sea la deformación.

Otro sensor basado en la variación de amplitud consiste en una fibra en la que el material del núcleo y de la cubierta se eligen tales que sus índices de refracción se aproximen al descender la temperatura, de forma que se va perdiendo luz a través de la cubierta. Se pueden medir así temperaturas bajas en toda una zona extensa donde haya un tendido de la fibra. Este método se ha aplicado a la detección de fugas en líquidos criogénicos.

Los sensores basados en la variación de la fase de la radiación emplean fibras monomodo, en las que sólo 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 del diámetro del núcleo. La detección de la perturbación producida por la magnitud a medir se hace mediante interferometría.

El giróscopo de fibras ópticas (figura 9.18b) se basa en el interferómetro Sagnac. Consiste en una única fibra en rotación, en la que se propagan dos haces de luz con direcciones opuestas, procedentes de una misma fuente, que se combi-

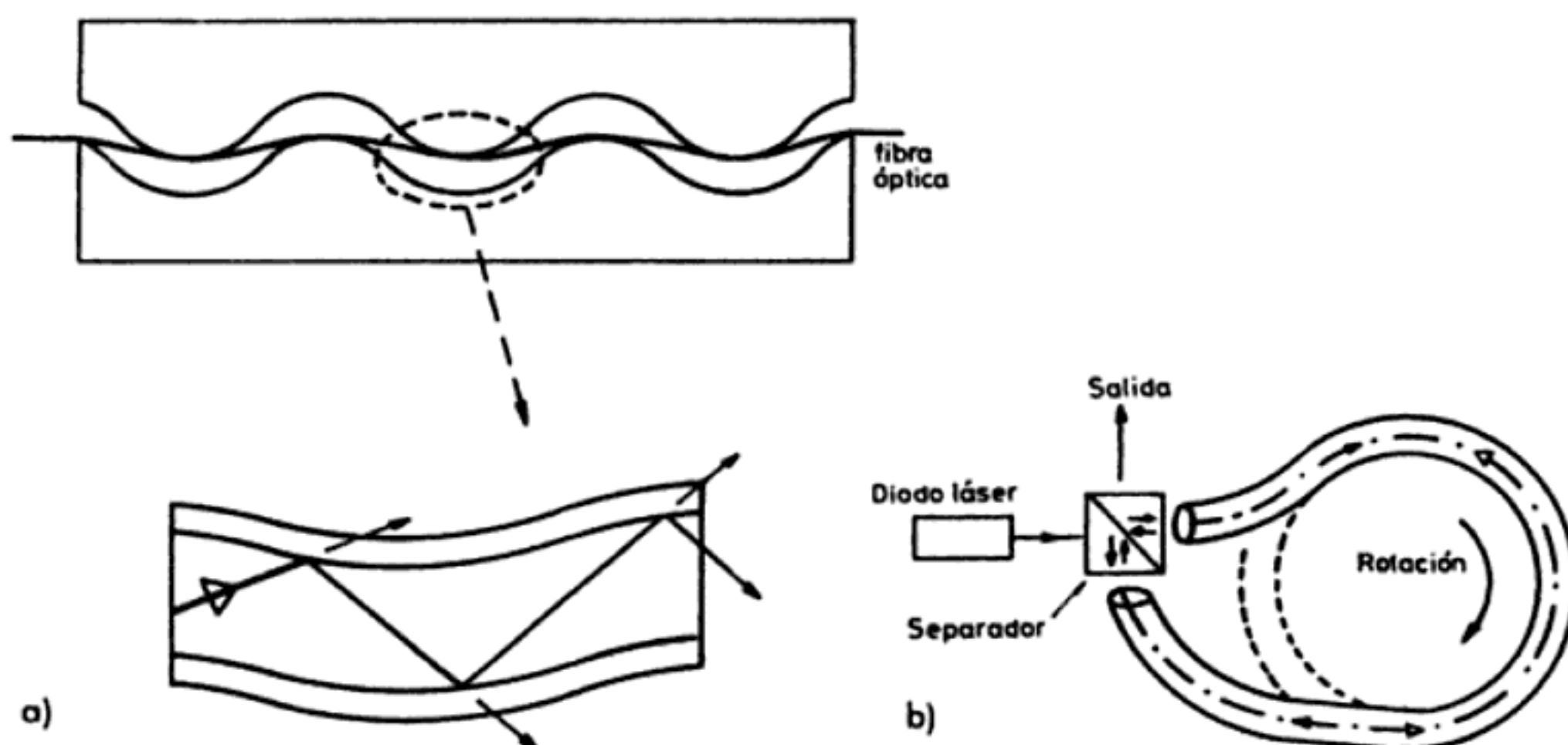


Figura 9.18 Esquema de diversos sensores basados en una modificación intrínseca de la radiación propagada en el interior de una fibra óptica: a) Modulación de intensidad como consecuencia de microdeformaciones; b) aparición de un desfase temporal como consecuencia de la rotación de la fibra (efecto Sagnac).

rado ideal) una sensibilidad de $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ y una tensión nula a 0°C , con independencia de la temperatura ambiente? Si se tienen en cuenta la tensión de desequilibrio del AO ($150 \mu\text{V}$) y sus corrientes de polarización (12 nA), ¿cuál es el error que producirían a la salida si no se compensaran? Describir un método para eliminar dicho error y explicar las consecuencias que comportaría.

4. El circuito de termopares de la figura P9.4 realiza la compensación de la unión fría mediante el LM35, que ofrece una tensión de $10,0 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ entre 0 y 100°C , con una exactitud de $\pm 0,25^\circ\text{C}$. La salida del sensor está conectada al terminal de referencia del AI. Si el termopar es de tipo J y el AI se considera ideal, determinar cuál debe ser el valor de la ganancia para tener una tensión de salida que sea independiente de la temperatura ambiente.

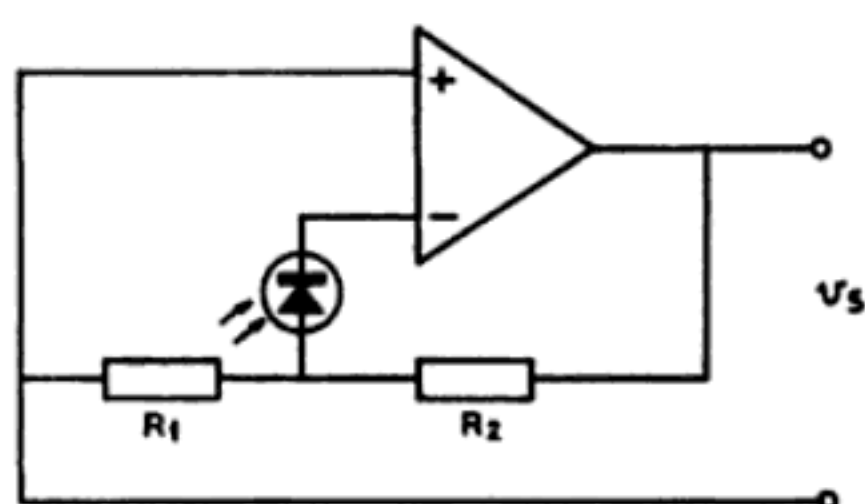


Figura P9.5.

5. En el circuito de la figura P9.5 determinar la expresión de la tensión de salida y el efecto que tienen en ella la tensión de desequilibrio y las corrientes de polarización del AO.

9.8 REFERENCIAS

- [1] Y. J. Wong y W. E. Ott. *Function circuits design and application*. Nueva York: McGraw-Hill, Burr-Brown Electronics Series, 1976.
- [2] J. Simmons y D. Soderquist. Temperature measurement method based on matched transistor pair requires no reference. Application Note 12, Precision Monolithics.
- [3] M. P. Timko. A two-terminal IC temperature transducer. *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. SC-11, núm. 6, diciembre 1976, págs. 784-788.
- [4] H. P. Baltes y R. S. Popovic. Integrated semiconductor magnetic field sensors. *Proc. IEEE*, vol. 74, núm. 8, agosto 1986, págs. 1107-1132.
- [5] P. Bergveld. The impact of MOSFET-based sensors. *Sensors and Actuators*, vol. 8, 1985, págs. 109-127.
- [6] L. C. Lynnworth. Ultrasonic nonresonant sensors. En: H. H. Bau, N. F. de Rooij y B. Kloeck, *Mechanical Sensors*, cap. 8. Weinheim (Alemania): VCH, 1994.
- [7] M. S. Young y Y. C. Li. A high precision ultrasonic system for vibration measurements. *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 63, núm. 11, noviembre 1992, págs. 5435-5441.
- [8] A. J. Rogers. Optical-fiber sensors. En: E. Wagner, R. Dändliker y K. Spenner (eds.), *Optical sensors*, cap. 15. Weinheim (Alemania): VCH, 1992.
- [9] R. Narayanaswamy y F. Sevilla. Optical fibre sensors for chemical species. *J. Phys. E.: Sci. Instrum.*, vol. 21, 1988, págs. 10-17.
- [10] Y. N. Ning, K. T. V. Grattan, W. M. Wang y A. W. Palmer. A systematic classification and identification of optical fibre sensors. *Sensors and Actuators, A*, vol. 29, 1991, págs. 21-26.
- [11] R. S. Muller, R. T. Howe, S. D. Senturia, R. L. Smith y R. M. White (eds.). *Microsensors*. Nueva York: IEEE Press, 1990.
- [12] G. C. M. Meijer, R. Van Gelder, V. Nooder, J. Van Dreht y H. Kerkvliet. A three-terminal integrated temperature transducer with microcomputer interfacing. *Sensors and Actuators*, vol. 18, 1989, págs. 195-206.

- [13] T. Nakamura y K. Maenaka. Integrated magnetic sensors. *Sensors and Actuators*, A21-A23, 1990, págs. 762-769.
- [14] S. N. Nihtianov y D. P. Alipiev. Automatic compensation for the temperature coefficient of a photodiode in short-circuit mode. *Sensors and Actuators*, A, vol. 29, 1991, págs. 117-120.
- [15] R. Pallás Areny. *Adquisición y distribución de señales*, apartado 8.5.3.4. Barcelona: Marcombo, 1993.
- [16] G. M. Meijer, J. van Drecht, P. C. de Jong y H. Neuteboom. New concepts for smart signal processors and their application to PSD displacement transducers. *Sensors and Actuators*, A, vol. 35, 1992, págs. 23-30.
- [17] G. F. Knoll. *Radiation detection and measurement*. Nueva York: John Wiley & Sons, 1979.
- [18] R. Melen y D. Buss (eds.). *Charge-coupled devices: technology and applications*. Nueva York: IEEE Press, 1977.
- [19] D. K. Schroder. *Advanced MOS devices*. Reading (Mass.): Addison-Wesley Pub. Co., 1986.
- [20] J. D. E. Beynon y D. R. Lamb. *Charge-coupled devices and their applications*. Londres: McGraw-Hill Book Company (UK), 1980.
- [21] CCD fundamentals. En: *Fairchild Weston CCD Imaging Databook*. Milpitas: Fairchild Weston Systems, 1989.
- [22] D. G. Buerk. *Biosensors, theory and applications*. Lancaster (Pa.): Technomic Publishing Co., 1993.
- [23] I. Karube. Biosensors. En: P. H. Sydenham y R. Thorn (eds.), *Handbook of measurement science*, vol. 3, cap. 4. Chichester (UK): John Wiley & Sons, 1992.

Capítulo 10

Sensores inteligentes e instrumentación digital

En la evolución de los sistemas de medida ha habido dos tendencias iniciadas en los extremos opuestos de la cadena de medida (figura 1.1) que han tenido un efecto sinérgico. Por una parte, de los grandes ordenadores centrales se pasó a los miniordenadores, a los microordenadores, y al omnipresente ordenador personal (PC). En el control de procesos se ha pasado, en consecuencia, desde el control centralizado al control distribuido. Por otra parte, el avance en el conocimiento del silicio y otros semiconductores, y en las tecnologías de fabricación de microcircuitos, ha permitido integrar cada vez más funciones en una misma oblea o en microcircuitos con un soporte común. Esto ha llevado a sensores que realizan funciones adicionales a la mera obtención de una señal a partir de una magnitud física, y así facilitan el control distribuido. Estos sensores se denominan, genéricamente, sensores inteligentes. El procesador digital conectado a varios de ellos combina sus salidas para obtener la información o respuesta deseada, ampliando las posibilidades de realizar medidas indirectas (apartado 1.1.4).

El motor de todos estos cambios ha sido en gran parte el microprocesador (μP). Los μP avanzados, con velocidad creciente año tras año, los μP especializados para procesamiento de señales (DSP, Digital Signal Processors) y para control e interfaz con señales analógicas (μC , microcontroladores), son el núcleo de los sistemas de medida actuales. La evolución de los sensores y acondicionadores de señal no es ajena en absoluto a todos estos cambios. La tendencia clara es hacia sensores con salida digital o casidigital, y dado que hay pocos sensores de este tipo, la digitalización inmediata, mediante un μC , es la siguiente opción a tener en cuenta. Para sacar provecho del bajo coste de los μC , lo mejor es a veces emplear una interfaz directa sensor- μC , es decir, sin convertidor A/D (CAD). Por ello, conviene considerar la digitalización basada en un contador digital, que en el caso de sensores moduladores implica utilizar un oscilador variable como acondicionador de señal.

En último término, la tendencia es hacia instrumentación de medida y control donde la información comunicada sea digital. Actualmente ya coexisten sistemas con comunicación simultánea analógica (4-20 mA) y digital, pero la mayoría de los sistemas actuales se basan en el bucle de 4-20 mA. En sistemas antiguos, con distancias inferiores a 300 m, y en casos muy específicos —por ejemplo, en atmósferas explosivas, zonas con radiaciones ionizantes o cuando se desea alta fiabilidad si falla el suministro eléctrico— aún se emplean señales neumáticas de 3-15 psi (20-100 kPa) (1 psi —pound square inch— = 6894,76 Pa) [1]. Por razones de coste, ninguno de estos sistemas desaparecerá, pero los sistemas nuevos serán, sin duda, digitales.

10.1 CONCEPTO DE SENSOR INTELIGENTE

Un sensor inteligente es aquel que combina la función de detección y algunas de las funciones de procesamiento de la señal y comunicación [2]. Dado que estas funciones adicionales suele realizarlas un μ P, cualquier combinación de sensor y μ P se denomina a veces sensor inteligente. Aunque no tiene por qué ser un elemento monolítico, se sobreentiende que un sensor inteligente está basado, total o parcialmente, en elementos miniaturizados, y con un encapsulado común. Un sensor inteligente es inevitablemente más caro que un sensor convencional. Pero si además del coste de compra se consideran el mantenimiento, fiabilidad, etc. (cuadro 1.2), el coste total de un sensor convencional puede ser mucho mayor.

El nivel de complejidad de un sensor inteligente puede ser muy variado. Además de la detección o transducción puede incluir: acondicionamiento de señal, correcciones de cero, ganancia y linealidad, compensación ambiental (temperatura, humedad), escalado y conversión de unidades, comunicación (bidireccional) digital, autodiagnóstico, decisión e incluso activación o acción sobre el sistema donde se conecta. Así pues, los sensores inteligentes incluyen, además del sensor primario, cuando menos algún algoritmo de control, memoria y capacidad de comunicación digital.

El primer sensor inteligente fue un transmisor de presión introducido por Honeywell en 1983. Consistía en dos sensores de presión (diferencial y estática) y uno de temperatura (para compensación), que se multiplexaban hacia un CAD y un μ P. Éste procesaba las señales y su salida se convertía de nuevo en analógica con un convertidor D/A para comunicarse con un bucle de 4-20 mA. Esta solución, pero con salida digital, que actualmente es preferible, se puede aplicar ahora a multitud de sensores convencionales empleando un acondicionador de señal integrado como el AD1B60 (Analog Devices) o un microcontrolador dedicado, como el TSS400 (Texas Instruments).

La repercusión inmediata de los sensores inteligentes en un sistema de medida y control es que reducen la carga sobre controladores lógicos programables (PLC), PC u otros controladores digitales, aparte de aumentar la fiabilidad del sensor. Ahora bien, dado que por una parte, como sensores que son, detectan magnitudes que percibimos con nuestros sentidos y, por otra parte, realizan tareas que antaño realizaba exclusivamente un operador humano, se les ha añadido el

calificativo de inteligentes. Más aún, los sistemas de medida que combinan varios sensores para realizar funciones complejas como el reconocimiento de patrones y la extracción de características, que tradicionalmente han sido realizadas por seres humanos, se denominan también sistemas inteligentes. Ciertamente este calificativo no debe ser interpretado en sentido literal, pues es obvio que algunos animales —no inteligentes— también realizan algunas de estas tareas, aunque tienen una capacidad de comunicación de los resultados muy inferior.

10.2 TÉCNICAS DE COMPENSACIÓN INTEGRABLES

Una de las funciones que debe realizar la interfaz con un sensor es compensar interferencias y perturbaciones que afectan a su salida. Una forma de hacerlo es mediante un μP que almacene en memoria el valor de una serie de parámetros de referencia que permitan corregir el valor de la salida del sensor. Si, por ejemplo, se almacenan los valores de salida correspondientes a tres entradas determinadas, se pueden corregir los errores de cero, ganancia y, hasta cierto punto, no linealidad [3]. En el caso de una relación lineal entre la entrada « x » (magnitud a detectar) y la salida « y » (tensión, corriente, frecuencia o periodo),

$$y = px + q \quad (2.1)$$

si la sensibilidad p y la salida para $x = 0$, q , varían por el efecto de factores ajenos a x , se pueden determinar midiendo la salida respectiva para dos entradas conocidas,

$$y_1 = px_1 + q \quad (2.2a)$$

$$y_2 = px_2 + q \quad (2.2b)$$

De aquí se deduce,

$$p = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \quad (2.3a)$$

$$q = y_1 - px_1 \quad (2.3b)$$

Ahora bien, si se pretende adaptar este método a un sensor inteligente, es necesario poder aplicar los valores conocidos x_1 y x_2 a la entrada, y esto no es posible de forma general. En la figura 10.1 se muestra un acelerómetro que aunque no puede autoaplicarse una aceleración conocida, sí que es capaz de producir una deflexión de la masa inercial mediante la dilatación térmica de un balancín central que integra una resistencia calefactora de 160 Ω . En el modo de autocomprobación, se aplica a esta resistencia un impulso de 9 V, 55 mA y 50 ms, y la deflexión de la masa inercial, hacia abajo, es detectada por los sensores piezorresistivos

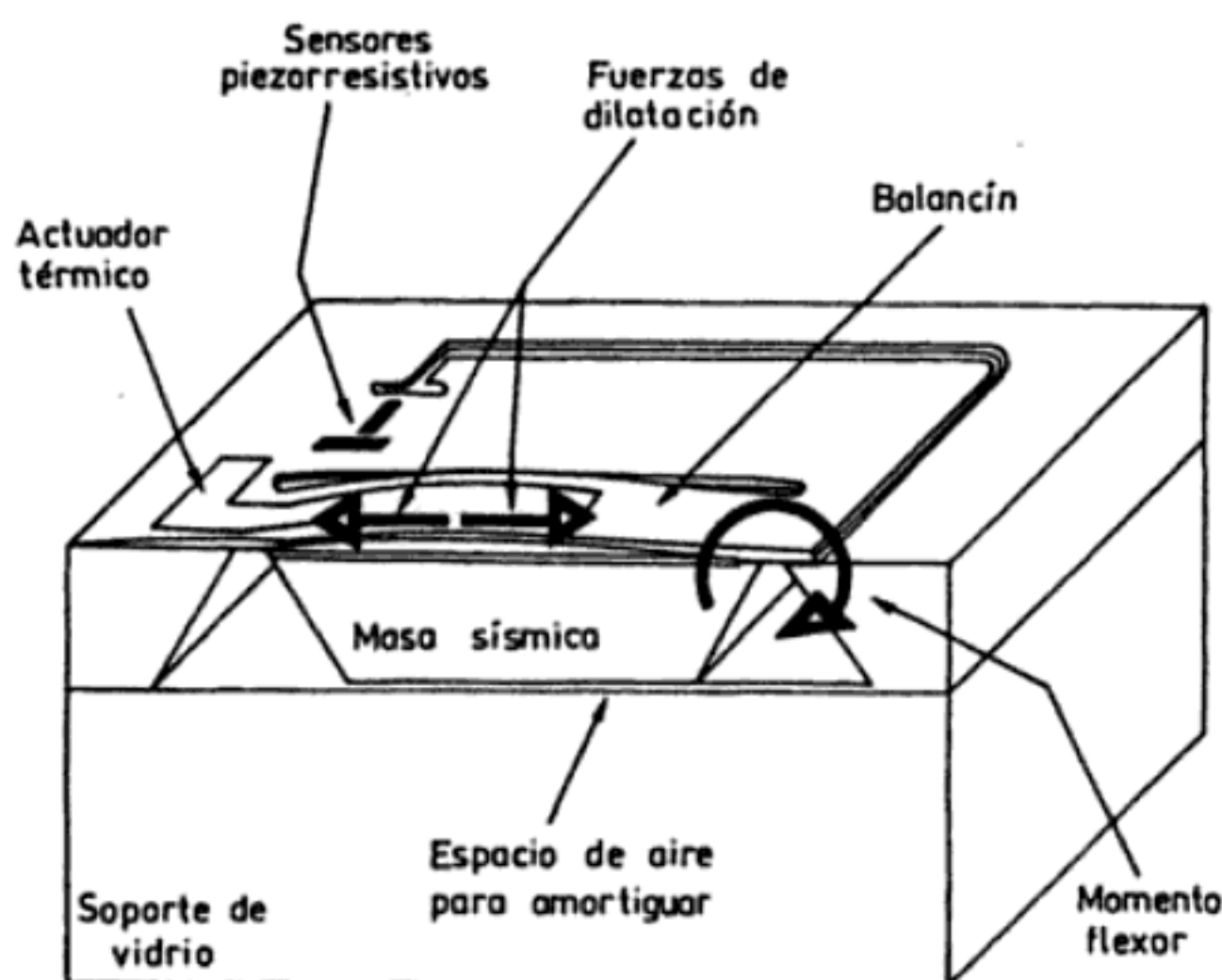


Figura 10.1 Esquema de un sensor de aceleración de silicio micromecanizado, que incluye un actuador térmico para autocomprobación (Documentación Lucas NovaSensor).

como si se hubiese aplicado una aceleración. Un sistema de este tipo puede permitir la autocalibración, pero sin olvidar que, por definición, la autocalibración total no existe; en este caso, por ejemplo, haría falta calibrar periódicamente cuando menos la tensión aplicada al actuador.

Si los parámetros del sensor se conocen, pero hay una interferencia o perturbación que afecta a su salida, con sensores convencionales se puede emplear un segundo sensor igual al de medida, y que sufra las mismas interferencias, pero que no esté expuesto a la magnitud a medir. En el caso de una interferencia o perturbación que dé un error aditivo, se tendrá entonces,

$$y_1 = px_1 + q + y_1 \quad (2.4a)$$

$$y_2 = q + y_1 \quad (2.4b)$$

Dado que la sensibilidad es conocida, el valor de la magnitud medida se puede determinar mediante

$$x_1 = \frac{y_1 - y_2}{p} \quad (2.5)$$

Este método es el que se emplea para galgas extensométricas cuando se disponen en un puente de la forma indicada en las figuras 3.28 o 3.30. Pero no siempre es posible tener dos sensores apareados, o apantallar uno de ellos de la magnitud a medir.

Para los sensores de silicio se ha propuesto la técnica de la variación de la sensibilidad [4], que permite reducir errores aditivos (o errores de cero) sin necesidad

de aplicar valores de entrada conocidos ni diseñar sensores apareados. Es, además, una técnica inmediata al sensor, o, si se prefiere, independiente del μP . Consiste en determinar los dos parámetros de (2.1), y a partir de ellos la magnitud medida, basándose en el efecto que una interferencia deliberada y bien conocida, x_1 , tiene en la sensibilidad y en q . Si estos efectos son lineales,

$$p = p_0 + \alpha x_1 \quad (2.6a)$$

$$q = q_0 + \beta x_1 \quad (2.6b)$$

si cuando hay aplicada una entrada desconocida x , aplicamos dos valores conocidos de x_1 , tendremos

$$y_1 = (p_0 + \alpha x_{11}) x + q_0 + \beta x_{11} \quad (2.7a)$$

$$y_2 = (p_0 + \alpha x_{12}) x + q_0 + \beta x_{12} \quad (2.7b)$$

y de aquí se deduce el valor correcto de la entrada

$$x = \frac{y_2 - y_1 - \beta (x_{12} - x_{11})}{\alpha (x_{12} - x_{11})} \quad (2.8)$$

Obsérvese que la interferencia x_1 será una magnitud física distinta de x y, por lo tanto, puede ser fácil de aplicar. Este es el caso, por ejemplo, de los magnetotransistores, cuya sensibilidad depende de la tensión colector-base, para los que además $\beta = 0$. Si, en cambio, β depende de x_1 , el método no es aplicable. Esto es lo que sucede en sensores Hall, donde no sólo su sensibilidad, sino también su error de cero a la salida depende de la corriente de polarización.

Cuando la interferencia a compensar es la temperatura, hecho frecuente en sensores de silicio, se puede poner un sensor de temperatura y corregir el resultado en función de sus indicaciones. Pero, si es posible, es preferible emplear el método de las entradas opuestas a base de incorporar un sensor de temperatura cuyo cambio modifique directamente la respuesta del sistema, por ejemplo una ganancia o sensibilidad.

10.3 OSCILADORES VARIABLES

Si la información sobre la magnitud medida está en la frecuencia de la señal obtenida, la conversión a digital es muy fácil porque basta medir dicha frecuencia. Además, es muy fácil tener un margen dinámico grande, porque no hay límites por saturación ni por tensión de ruido. Un problema, sin embargo, es que, en general, la relación entre la frecuencia obtenida y la magnitud detectada no es lineal. También hay que tener en cuenta que, en el caso de sensores de reactancia variable, la medida no se hace a una frecuencia determinada, sino a la que resulta de la

V_p (entrada no inversora) se obtiene de la misma salida,

$$V_p = V_o \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = -V_o H(s) \quad (3.1b)$$

donde $Z_1 = R_1 + 1/C_1 s$ y $Z_2 = R_2 \parallel (1/C_2 s)$. Con el modelo de la figura 10.2b, la función de transferencia es

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{G}{1 + GH} \quad (3.2)$$

Si llamamos

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.3)$$

resulta que la ganancia del lazo de retroacción es

$$G(f) H(f) = - \frac{1 + R_4/R_3}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + \frac{j}{2\pi R_2 C_1} \left(\frac{f}{f_o^2} - \frac{1}{f} \right)} \quad (3.4)$$

Esta ganancia decrece a frecuencias altas y a frecuencias bajas. Su valor máximo se produce en $f = f_o$, y vale

$$GH(f_o) = - \frac{1 + R_4/R_3}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (3.5)$$

Si $|GH| < 1$, el circuito es estable. Si $|GH| > 1$, el circuito es inestable, y basta cualquier perturbación V_i que tenga un contenido espectral a frecuencia f_o para que la amplitud de salida vaya creciendo hasta que se satura la salida del AO. La salida es entonces una senoide distorsionada. Si, en cambio, se cumple $GH = -1$, la oscilación es senoidal pura de frecuencia f_o . Esto sucederá cuando

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (3.6)$$

La máxima frecuencia de salida vendrá limitada por la velocidad de salida del AO (slew rate) y, en general, no excederá de unos 100 kHz. Obsérvese que la condición (3.6) se cumple cuando a frecuencia f_o el puente formado por Z_1 , Z_2 , R_3 y R_4 está equilibrado, es decir,

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{Z_2(f_o)}{Z_1(f_o)} \quad (3.7)$$

En una realización práctica, el sensor puede ser cualquiera de los elementos de Z_1 o Z_2 . Para asegurar el arranque del oscilador, se hace que R_4 o R_3 dependa de la tensión de salida. Cuando V_o es pequeña, interesa que vaya aumentando hasta alcanzar el valor deseado. Para amplitudes pequeñas, deberá cumplirse, pues,

$$\frac{R_4}{R_3} > \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (3.8a)$$

mientras que cuando V_o haya alcanzado una amplitud grande interesa que se cumpla

$$\frac{R_4}{R_3} < \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (3.8b)$$

En la figura 10.3a se muestra un circuito que realiza estas condiciones haciendo que R_4 dependa de V_o : cuando V_o es pequeña, $R_4 = R_4'$, mientras que cuando V_o es grande, los diodos conducen y $R_4 = R_4' \parallel R_4''$. Se puede tomar, por ejemplo, $R_4' = 2,1 R_3$ y $R_4'' \approx 10 R_4'$. Otra posibilidad es tomar R_4 fija y en vez de R_3 usar una lámpara de filamento (que tiene una resistencia con coeficiente de temperatura positivo) [8].

El puente de Wien como tal no permite incorporar directamente sensores de tres o cuatro terminales. En el caso de sensores resistivos, además, hay un compromiso entre estabilidad del puente y autocalentamiento del sensor. Este último problema se puede resolver poniendo en vez de un solo AO, dos o más amplificadores en cascada con un control automático de ganancia que permita mantener la oscilación pero sin que la caída de tensión en el sensor supere un nivel predeterminado.

El circuito de la figura 10.3b es un puente de Wien modificado que puede incorporar un sensor capacitivo de tres terminales (dos electrodos y masa), C_x , [5]. En lugar de los brazos resistivos hay dos amplificadores: un inversor con ganancia $-\alpha$, y un sumador de corriente cuya función de transferencia es una transresistencia negativa, $-R$. La condición $I_s = 0$, equivalente a tener el puente equilibrado, se cumplirá para una f_o dada por (3.3) cuando

$$\alpha = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_x}{C_1} \quad (3.9)$$

que es la condición equivalente a (3.6). La condición (3.9) se logra mediante el control automático de ganancia (CAG), y en ella no influye el valor de las capacidades parásitas a masa C_{p1} y C_{p2} .

10.3.1.2 *Osciladores LC*

Para obtener frecuencias mayores de unos 100 kHz, y cuando se desea una estabilidad muy elevada, que se traducirá en una mayor resolución en la medida, se utilizan los osciladores basados en una red LC resonante. Para sensores capacitivos se elige el oscilador Hartley, mientras que para sensores inductivos se prefiere el oscilador Colpitts. El análisis y diseño de estos osciladores puede encontrarse en [6].

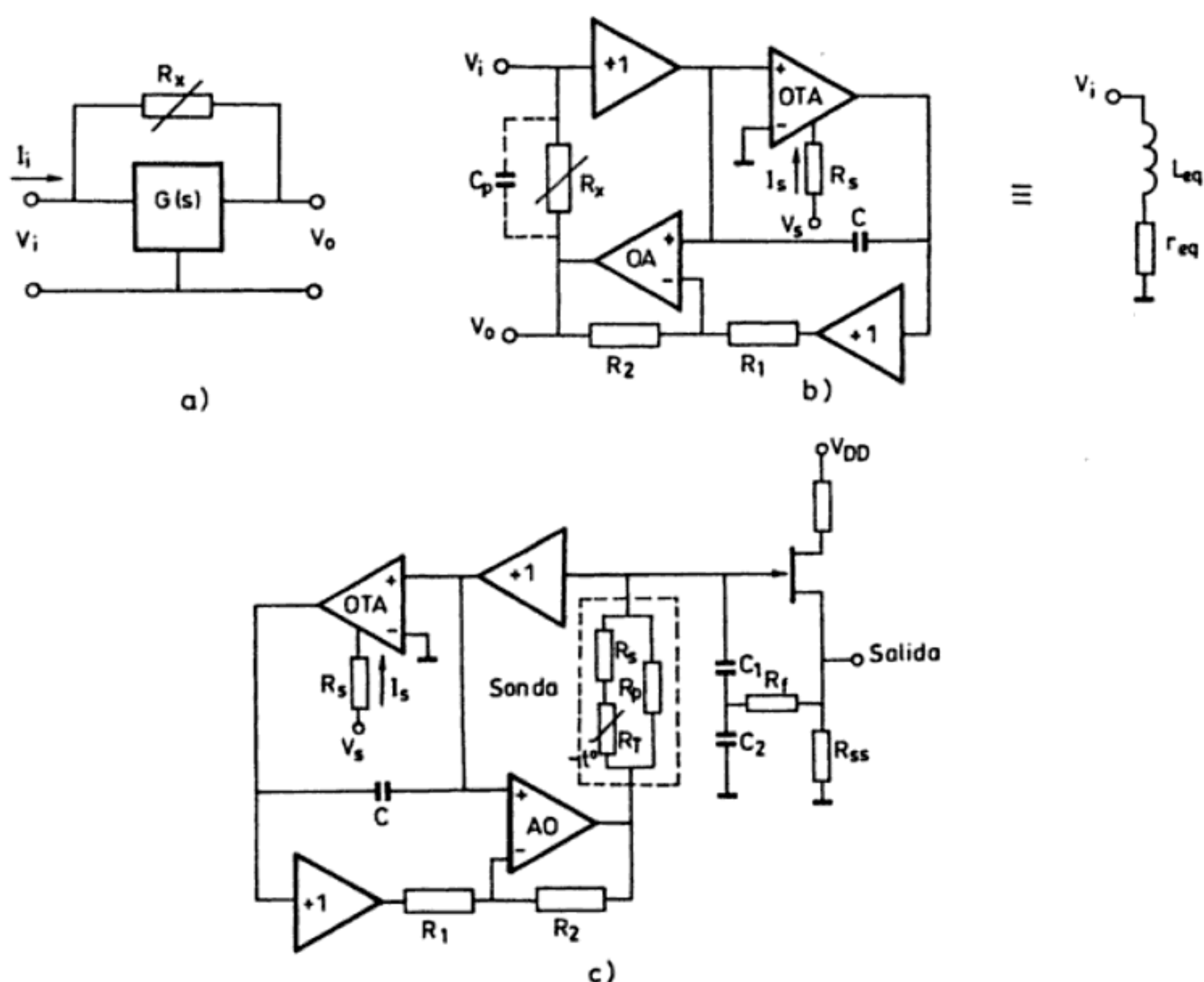


Figura 10.4 Convertidor de impedancia. a) Esquema de bloques. b) Realización. c) Aplicación a una NTC en un oscilador Colpitts.

Los sensores resistivos no se pueden incorporar directamente en estos osciladores. El camino seguido entonces es simular una reactancia mediante un circuito activo al que se conecta el sensor, e incluir dicha reactancia en un oscilador adecuado. En la figura 10.4 se muestra cómo aplicar este método a un sensor de temperatura resistivo a base de simular una inductancia variable según el sensor [7]. En la figura 10.4a, si la impedancia de entrada del bloque $G(s)$ se supone infinita, la corriente de entrada será

$$I_i(s) = \frac{V_i(s) - V_o(s)}{R_x} = \frac{V_i(s) [1 - G(s)]}{R_x} \quad (3.10)$$

Para que el circuito, visto desde su entrada, se comporte como una inductancia, deberá cumplirse

$$\frac{V_i(s)}{I_i(s)} = \frac{R_x}{1 - G(s)} = sL \quad (3.11)$$

y, por lo tanto, la función de transferencia a realizar debe ser del tipo

$$G(s) = 1 - \frac{R_x}{sL} \quad (3.12)$$

Esto significa que $G(s)$ se puede realizar mediante un integrador (« $1/s$ ») y un amplificador diferencial. De las diversas opciones para realizar estas funciones, en la figura 10.4b se muestra una donde el amplificador diferencial es un AO y el integrador consiste en un condensador C atacado por un amplificador de transconductancia (OTA, Operational Transconductance Amplifier). La inductancia equivalente es

$$L_{eq} = R_x \frac{R_1 C}{g_m R_2} \quad (3.13a)$$

donde g_m es la transconductancia del OTA, proporcional a su corriente de polarización I_s , $g_m = \gamma I_s$. En la reactancia simulada hay unas pérdidas debidas a la capacidad parásita del sensor, C_p , y a la ganancia finita del AO. Si, para simplificar, esta última se modela como $A_o \omega_o/s$, las pérdidas equivalentes son

$$r_{eq} = \omega_2 L_{eq} \left[C_p R_x \frac{1}{A_o \omega_o} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \quad (3.13b)$$

Si la constante de tiempo $R_x C_p$ del sensor es muy pequeña, las pérdidas se hacen negativas, y esto es favorable en un oscilador.

La figura 10.4c muestra cómo aplicar la conversión de impedancia a una NTC linealizada e incorporada en un oscilador Colpitts [7]. Si r_{eq} es suficientemente pequeña, las condiciones de oscilación son

$$f_o = \frac{1}{K \sqrt{R_E}} \quad (3.14a)$$

$$g R_{ss} = \frac{C_1}{C_2} \quad (3.14b)$$

donde g es la transconductancia del FET, R_E es la resistencia equivalente de la red con la NTC, R_s y R_p ,

$$R_E = \frac{(R_T + R_s) R_p}{R_T + R_s + R_p} \quad (3.15a)$$

$$K = 2\pi \left(\frac{CR_1}{g_m R_2} \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)^{1/2} \quad (3.15b)$$

Si R_s y R_p se eligen de forma que R_E sea inversamente proporcional al cuadrado de la temperatura (en kelvins), f_o variará linealmente con T .

10.3.2 Osciladores de relajación

Los osciladores de relajación se pueden aplicar directamente a sensores resistivos o capacitivos, y son mucho más fáciles de realizar que los osciladores armónicos. El oscilador de relajación más simple se basa en un astable (figura 10.5a). El divisor de tensión formado por R_1 y R_2 establece la tensión V_p en el comparador. Durante el tiempo T_1 en que la salida está a nivel alto V_o , la tensión en C evoluciona de la forma

$$v_c(t) = V_o [1 - \exp\{-t/RC\}] + V_m \exp\{-t/RC\} \quad 0 < t < T_1 \quad (3.16a)$$

donde $V_p = V_m = V_o' R_2/(R_1 + R_2)$. En el instante T_1 , V_c alcanza el valor máximo V_M y el comparador cambia su salida al nivel V_o' . El condensador se descarga según

$$v_c(t) = V_o' [1 - \exp\{-(t-T_1)/RC\}] + V_M \exp\{-(t-T_1)/RC\} \quad T_1 < t < T_2 \quad (3.16b)$$

donde ahora $V_p = V_M = V_o R_2/(R_1 + R_2)$. Si los niveles de salida del comparador cumplen $V_o = -V_o'$ entonces $V_M = -V_m = V_p$ y $T_2 = 2T_1$. El periodo de oscilación será $T = 2T_1$. T_1 se puede calcular buscando en qué instante $v_c(t) = V_M$, y de (3.16) se obtiene

$$T_1 = RC \ln(1 + 2R_2/R_1) \quad (3.17a)$$

$$T = 2RC \ln(1 + 2R_2/R_1) \quad (3.17b)$$

Si el divisor de tensión se elige de forma que $R_2/R_1 = (e - 1)/2 = 0,859$, entonces $T = 2RC$. En los circuitos integrados tipo 555, el divisor de tensión es interno y cumple esta relación. Si se emplea un comparador, para asegurar que $V_o = -V_o'$ y que ambas tensiones tengan el mismo coeficiente de temperatura, se pueden poner dos diodos zener tal como se indica en la figura 10.5a. Si en lugar de un comparador se emplea un AO, el periodo de oscilación debe ser suficientemente grande respecto a los retardos del AO. El sensor puede ser R o C , pero en este segundo caso sus pérdidas deben ser muy pequeñas.

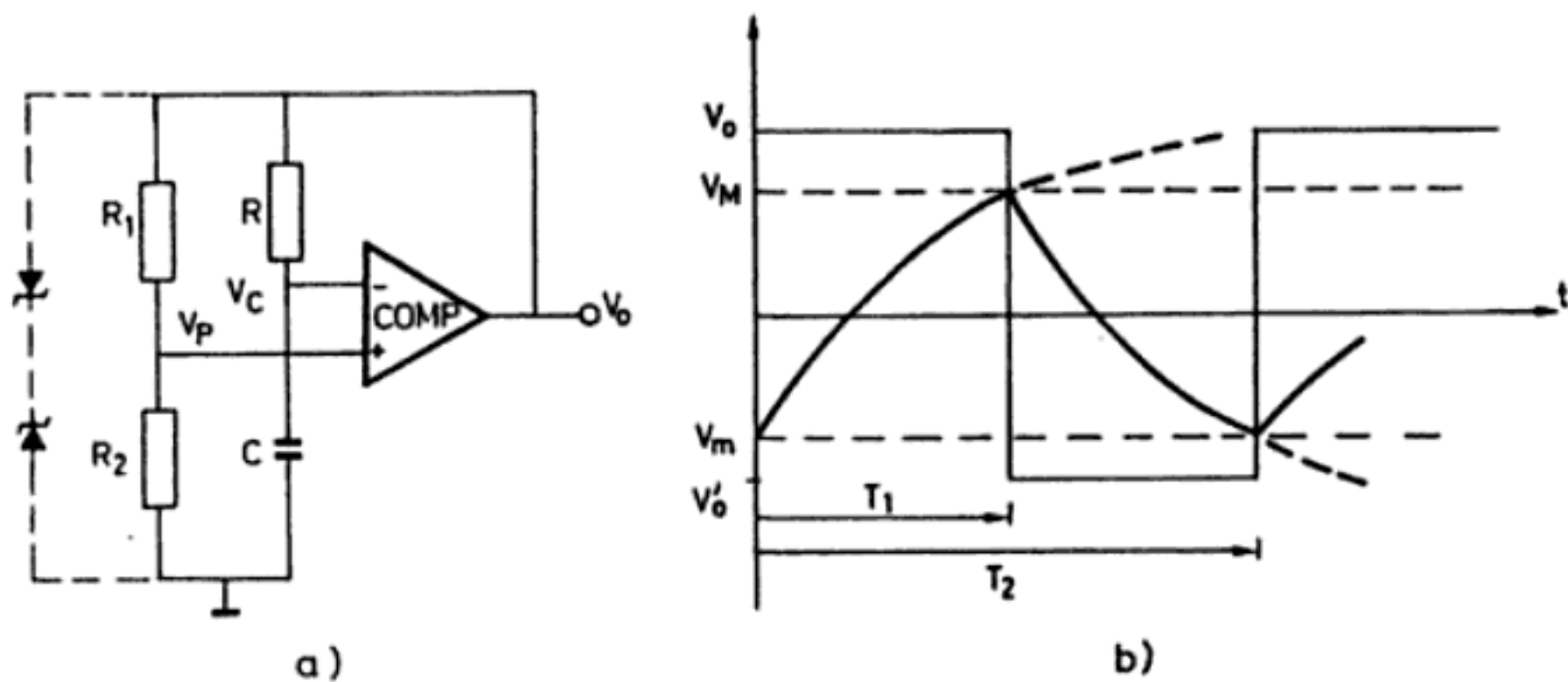


Figura 10.5 Oscilador astable. a) Estructura básica. b) Tensiones de carga y descarga del condensador.

La evolución exponencial de la tensión de un condensador C que se carga a través de una resistencia R , se puede aprovechar para linealizar sensores que dependan exponencialmente del parámetro detectado, por ejemplo termistores NTC [9]. En la figura 10.6a, al abrir el interruptor la caída de tensión en R evoluciona de la forma

$$v_R(t) = V_a \exp \{-t/RC\} \quad (3.18a)$$

de manera que el tiempo que se tarda en alcanzar un nivel V_p es

$$t_p = RC \ln (V_a / V_p) \quad (3.18b)$$

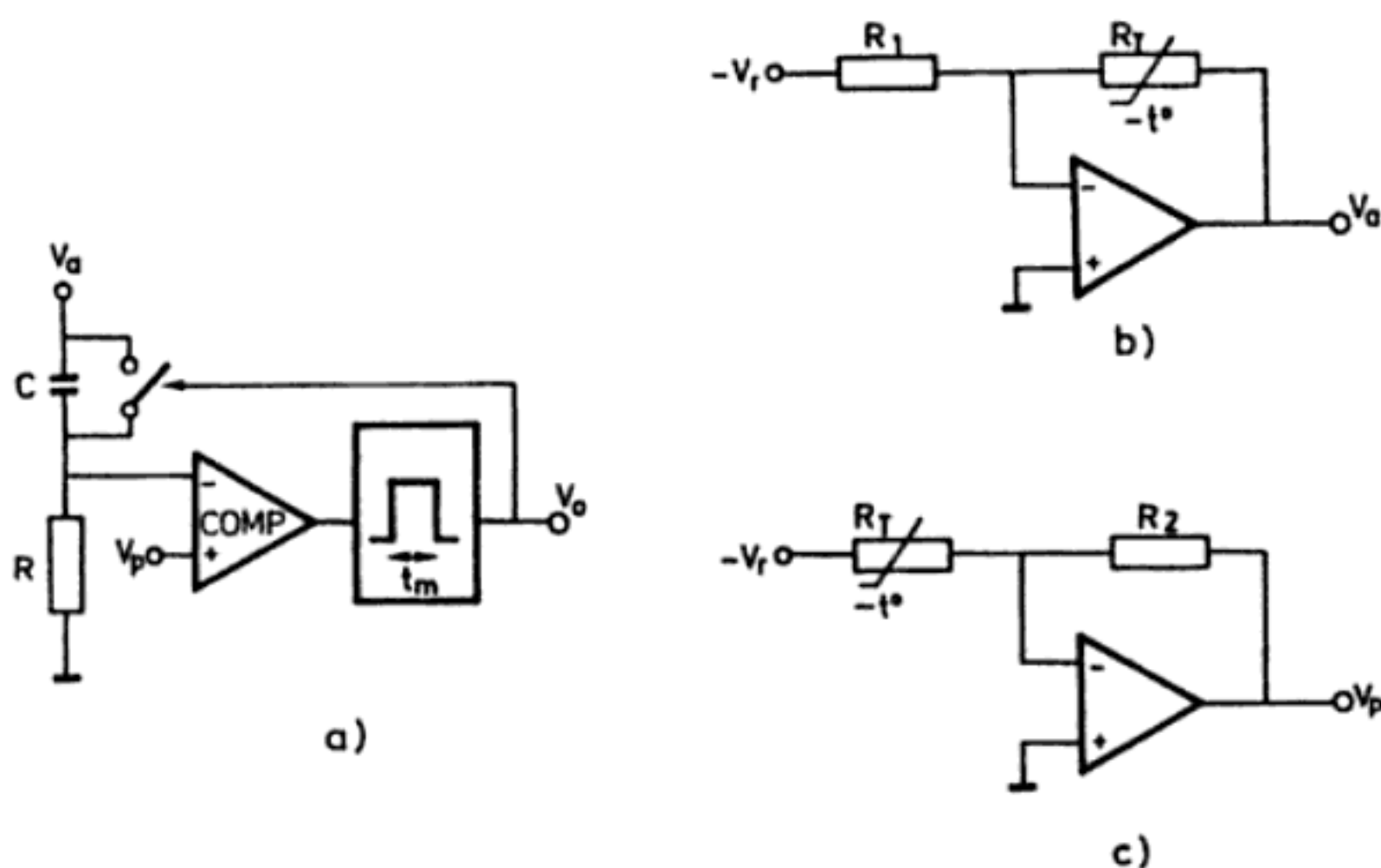


Figura 10.6 Convertidor temperatura-frecuencia lineal basado en una NTC.

Cuando $v_R = V_p$, el comparador conmuta su salida y el monoestable da un impulso de duración t_m que cierra el interruptor, descarga C y hace conmutar la salida del comparador. Al cabo de este tiempo, el interruptor se abre y vuelve a empezar el ciclo. Para obtener una frecuencia de salida proporcional a la temperatura absoluta T , se puede hacer que o bien V_a o bien V_p dependan de T .

En la figura 10.6b, V_p es constante y V_a depende de T y de una tensión de referencia V_r ,

$$V_a = V_r R_T / R_1 \quad (3.19)$$

Si la NTC se modela mediante $R_T = A \exp \{B/T\}$, entonces (3.18b) queda

$$t_p = RC (\ln V_r A / V_p R_1 + B/T) \quad (3.20)$$

La frecuencia de los impulsos de salida del monoestable será

$$f_o = \frac{1}{t_p + t_m} = \frac{1}{RC (B/T) + RC \ln (V_r A / V_p R_1) + t_m} \quad (3.21a)$$

Si la duración del impulso de salida del monoestable se elige de forma que cancele el otro sumando constante del denominador,

$$t_m = RC \ln (V_p R_1 / V_r A) \quad (3.22)$$

entonces la frecuencia de salida será

$$f_o = T/RCB \quad (3.21b)$$

Hay que tener en cuenta que el AO que da V_a queda conectado a C , y esto puede ser una fuente de inestabilidad. En la figura 10.6c, V_a es constante y V_p depende de T y V_r ,

$$V_p = V_r R_2 / R_T \quad (3.23)$$

y utilizando el mismo modelo para la NTC, la ecuación (3.18b) da

$$t_p = RC (\ln V_a A / V_r R_2 + B/T) \quad (3.24)$$

Si la duración del impulso de salida del monoestable se hace

$$t_m = RC (\ln V_r R_2 / V_a A) \quad (3.25)$$

entonces la frecuencia de salida viene dada también por (3.21b). En este caso, no hay riesgo de oscilación del AO. En [10] se describe una variante de este sistema que obtiene una sensibilidad de 9,6 Hz/K con un error de no linealidad inferior al 0,25% en el margen de -100°C a 225°C .

10.3.3 Osciladores variables CMOS

En un sistema digital, la necesidad de tensiones de alimentación adicionales a la de los componentes digitales, es un inconveniente. Los osciladores variables basados en componentes CMOS son entonces una opción a considerar. Una primera posibilidad es emplear un monoestable/astable CMOS tipo CD4047B para diseñar osciladores de relajación como los vistos en el apartado anterior. Pero cuando se desea reducir al mínimo las dimensiones del circuito, es interesante analizar las posibilidades de las puertas CMOS.

En la figura 10.7a se muestra un oscilador simple basado en un disparador Schmitt. Su funcionamiento es similar al del astable de la figura 10.5a, pero ahora los umbrales de conmutación al nivel de salida bajo y alto, V_{TH} y V_{TL} respectivamente (es un inversor), quedan establecidos internamente. La evolución de la tensión en C se puede describir con las ecuaciones (3.16a y b), pero teniendo en cuenta que $V_o \approx V_{DD}$, $V_o' = 0$, $V_M = V_{TH}$ y $V_m = V_{TL}$,

$$v_c(t) = V_{DD} [1 - \exp\{-t/RC\}] + V_{TL} \exp\{-t/RC\} \quad 0 < t < T_1 \quad (3.26a)$$

$$v_c(t) = V_{TH} \exp\{-(t-T_1)/RC\} \quad T_1 < t < T_2 \quad (3.26b)$$

En el instante T_1 , V_c alcanza el valor máximo V_{TH} y el disparador cambia su salida al nivel bajo. Por lo tanto, en $t = T_1$,

$$V_{TH} = V_{DD} [1 - \exp\{-T_1/RC\}] + V_{TL} \exp\{-T_1/RC\} \quad (3.27a)$$

y de aquí se deduce el valor de T_1 ,

$$T_1 = RC \ln \frac{V_{DD} - V_{TL}}{V_{DD} - V_{TH}} \quad (3.28a)$$

En el instante T_2 , V_c alcanza el valor mínimo V_{TL} y el disparador cambia su salida al nivel alto. Por lo tanto, en $t = T_2$,

$$V_{TL} = V_{TH} \exp\{-(T_2-T_1)/RC\} \quad (3.27b)$$

De aquí y de (3.28a) se deduce el valor del periodo T_2 ,

$$T_2 = RC \ln \frac{V_{TH}}{V_{TL}} \frac{V_{DD} - V_{TL}}{V_{DD} - V_{TH}} \quad (3.28b)$$

La frecuencia de salida será el recíproco de este periodo, siempre y cuando T_2 sea mucho mayor que los retardos de propagación de la puerta. El sensor puede ser R o C .

El inconveniente del circuito de la figura 10.7a es que V_{TH} y V_{TL} varían de unas unidades a otras, por tolerancias en la fabricación, y también con V_{DD} . El

MM74HC14, por ejemplo, cuando se alimenta a $V_{DD} = 5$ V, tiene como valores típicos $V_{TL} = 1,8$ V y $V_{TH} = 2,7$ V, pero los valores extremos garantizados (en el margen de -40°C a 85°C), son de 0,9 a 2,2 V para V_{TL} y de 2,0 a 3,15 V para V_{TH} .

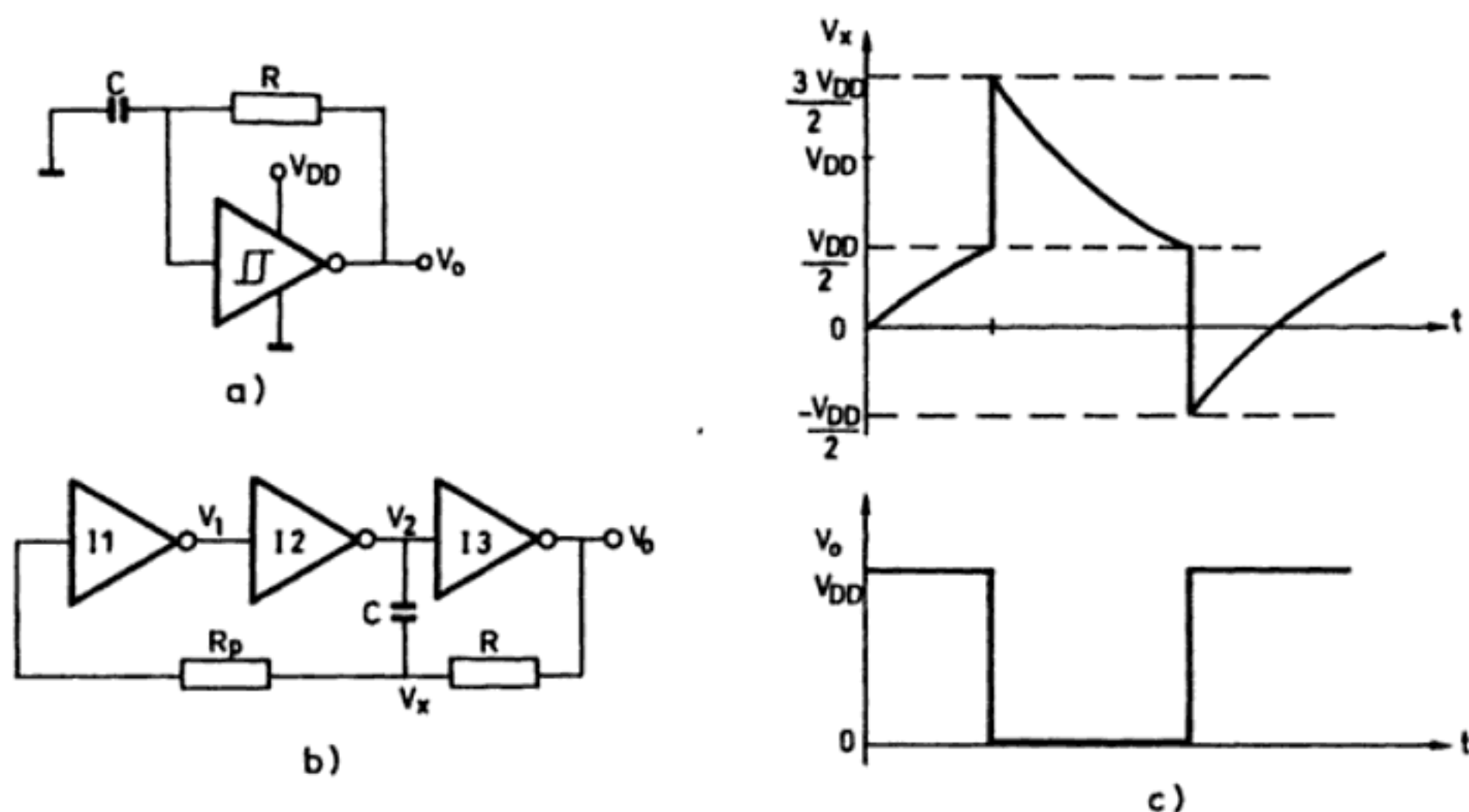


Figura 10.7 Oscilador de relajación CMOS. a) Con un disparador Schmitt. b) Con tres inversores. c) Tensiones en el circuito b).

Para tener una mayor estabilidad con la alimentación, se puede emplear el oscilador basado en tres inversores (figura 10.7b). El umbral de cambio de estado de cada inversor es del orden de la mitad de la tensión de alimentación, de manera que si ésta cambia, también cambia el umbral. La evolución de la tensión en C y la salida se muestran en la figura 10.7c. Si inicialmente $V_2 = 0$, entonces $V_o = 1$ (V_{DD}) y $V_1 = 1$ (V_{DD}). Al ser V_o alta, C se va cargando a través de R , de manera que V_x crece; pero cuando llega a $V_T \approx V_{DD}/2$, I_1 conmuta su salida a 0 y, en consecuencia V_2 conmuta a 1 (V_{DD}) y V_o conmuta a 0. El salto de tensión en V_2 se transmite a través de C , de manera que V_x pasa de V_T a $V_T + V_{DD} \approx 3V_{DD}/2$. Dado que $V_o = 0$ V, C se descarga por R (y en parte por R_p) hasta que $V_x = V_T$. En este instante I_1 conmuta su salida a 1 y, en consecuencia, V_2 conmuta a 0 y V_o conmuta a 1. El salto de V_{DD} en V_2 arrastra a V_x a $V_T - V_{DD} \approx -V_{DD}/2$. A partir de entonces C se vuelve a cargar, a través de R , y se repite el ciclo. La corriente en R_p es debida a la conducción de los diodos en antiparalelo que hay en la entrada de cada inversor, para protegerlo de sobretensiones. La frecuencia de oscilación es [11]

$$f_o = \frac{1}{2C [0,405 R R_p / (R + R_p) + 0,693 R]} \quad (3.29)$$

10.3.4 Linealidad en osciladores variables

Un problema común a todos los osciladores variables es que la dependencia de su frecuencia de oscilación respecto a la magnitud medida no es, en general, lineal. Para los osciladores armónicos, de las ecuaciones (3.3) y (3.14a) se deduce que la expresión general de la frecuencia de oscilación es

$$f^2 = k/X \quad (3.30)$$

donde X es la resistencia, inductancia o capacidad variables en respuesta a la magnitud física detectada. La variación de X puede ser a su vez lineal

$$X = X_0 (1 \pm \alpha) \quad (3.31a)$$

o no lineal, de la forma (caso de ciertos sensores inductivos y capacitivos)

$$X = X_0/(1 \pm \alpha) \quad (3.31b)$$

El desarrollo de Taylor aplicado a (3.30) es

$$f = f_0 + (X - X_0) \left. \frac{df}{dX} \right|_{X_0} + \frac{(X - X_0)^2}{2} \left. \frac{d^2 f}{dX^2} \right|_{X_0} + \dots \quad (3.32)$$

Las dos primeras derivadas de (3.30) dan

$$\frac{df}{dX} = -\frac{f}{2X} \quad (3.33a)$$

$$\frac{d^2 f}{dX^2} = \frac{3}{4} \frac{f}{X^2} \quad (3.33b)$$

Aplicando estos resultados en (3.32) y despreciando los términos de orden superior a dos, se obtiene

$$f \approx f_0 \left[1 - \frac{X - X_0}{2X_0} + \frac{3}{8} \frac{(X - X_0)^2}{X_0^2} \right] \quad (3.34)$$

En el caso (3.31a) esto se traduce en

$$f \approx f_0 (1 - \alpha/2 + 3\alpha^2/8) \quad (3.35a)$$

mientras que en el caso (3.31b) desarrollando $1/(1 \pm \alpha)$ en series de Taylor, el resultado es

$$f \approx f_0 (1 - \alpha/2 + 7\alpha^2/8) \quad (3.35b)$$

Esto significa que si la respuesta se toma lineal, una frecuencia determinada, f , se interpretaría que corresponde a una entrada

$$\alpha = 2 (f/f_0 - 1) \quad (3.36a)$$

cuando $f > f_0$. Si en cambio $f < f_0$, se interpretaría que corresponde a

$$\alpha = 2 (1 - f/f_0) \quad (3.36b)$$

En realidad, de acuerdo con (3.35a), una frecuencia f corresponde aproximadamente a

$$\alpha = \frac{\pm 2 \pm 2 \sqrt{1 - 6(1 - f/f_0)}}{3} \quad (3.37a)$$

y en el caso de (3.35b) corresponde a

$$\alpha = \frac{\pm 2 \pm 2 \sqrt{1 - 14(1 - f/f_0)}}{7} \quad (3.37b)$$

Así pues, sólo cuando α sea muy pequeña se podrá considerar que la respuesta es lineal. En caso contrario, la diferencia entre (3.37a) y (3.36a), y entre (3.37b) y (3.36b), según corresponda, da el error absoluto cometido con la aproximación.

Para obtener una salida final que varíe linealmente con α se pueden hacer los cálculos indicados por (3.37a y b), se puede hacer una aproximación polinómica, empleando tablas almacenadas en memoria, o se pueden emplear convertidores de impedancia según el método indicado en la figura 10.4.

En los osciladores de relajación, de las ecuaciones (3.17b) y (3.29) se deduce que la expresión general de la frecuencia de oscilación es

$$f = k/X \quad (3.38)$$

donde X es la resistencia o condensador variables. Si es un condensador que varía de forma inversamente proporcional a la magnitud a medir (desplazamiento, temperatura de dieléctricos cerámicos —apartado 4.1.1—), ecuación (3.31b), entonces f variará proporcionalmente con dicha magnitud. Para un sensor con una variación según (3.31a), el error de no linealidad se puede estudiar con la misma metodología desarrollada para los osciladores armónicos.

10.4 CONVERSIÓN A FRECUENCIA O PERIODO

En los osciladores no se pueden incorporar directamente ni los sensores generadores no incluidos en sistemas autorresonantes (termopares, electrodos de pH).

afectan a la salida, y sí en cambio la duración del pulso del monoestable y el valor de la corriente de descarga. De ahí la importancia de su estabilidad.

En los modelos como el de la figura 10.8, donde es accesible el punto de «suma» del amplificador de entrada, se puede desplazar el margen de salida (0 Hz para 0 V) a base de sumar una corriente en dicho punto. Si lo que interesa es reducir la escala para que la frecuencia máxima de salida sea inferior a la propia del circuito, se puede dividir la tensión de entrada con un divisor resistivo o la frecuencia de salida con un contador digital. En el primer caso se introduce un error debido al coeficiente de temperatura de las resistencias, por lo que es preferible el segundo método.

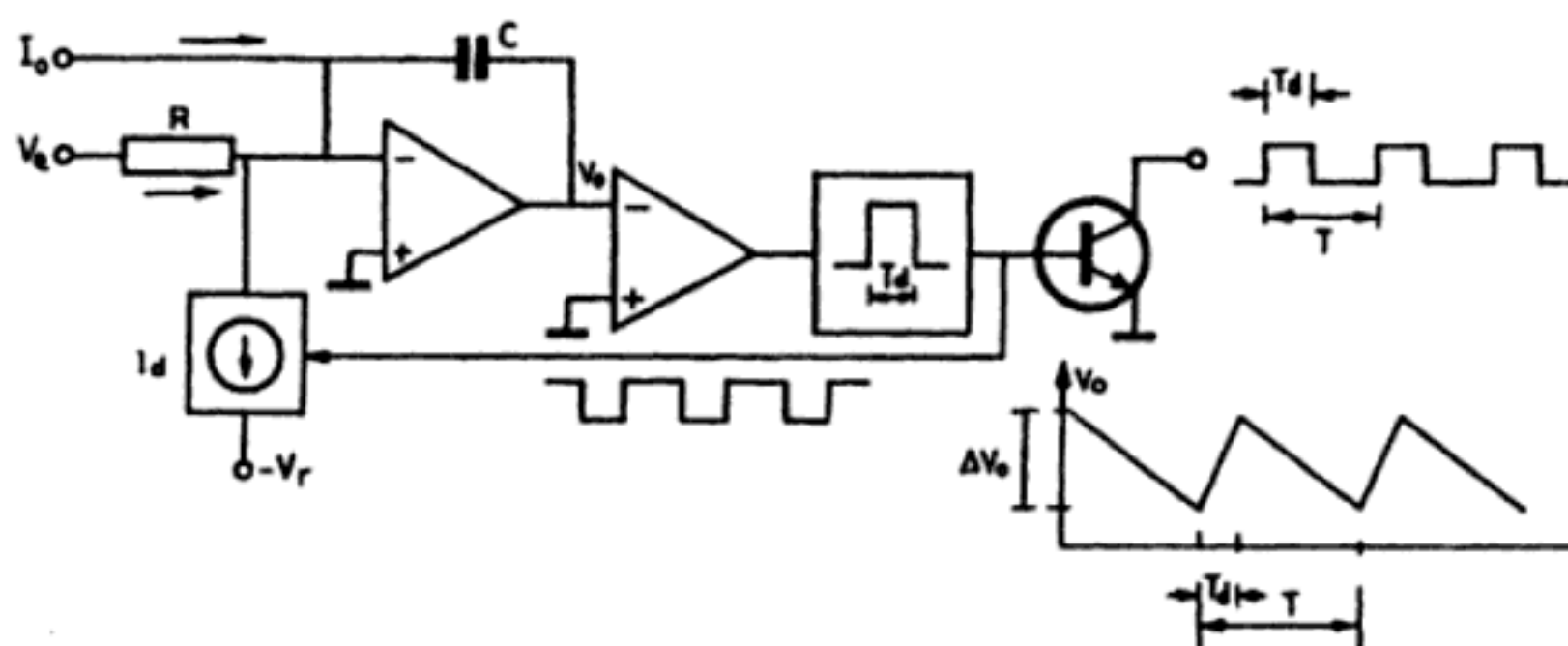


Figura 10.8 Estructura básica de un convertidor V/F de equilibrio de carga.

Si la salida de un convertidor V/F se lleva a un contador digital, se obtiene un convertidor analógico-digital. Por esta razón, las especificaciones y ventajas de los convertidores V/F suelen darse en términos relativos a los otros circuitos de conversión A/D. Para esta función gozan de gran linealidad, resolución y capacidad de rechazar el ruido, pero son lentos comparados con otros métodos.

La linealidad, expresada como tanto por ciento de la frecuencia de fondo de escala, es de un 0,002% a un 0,05%, y es menor al aumentar la frecuencia máxima de salida por la importancia relativa que adquieren los tiempos muertos del comparador y monoestable. En un CAD, la linealidad suele ser de $\pm 1/2$ bit menos significativo (LSB). Luego, un 0,002% equivale a 14 bits.

La resolución depende del tiempo durante el que se esté contando la frecuencia de salida y del máximo valor de ésta. Aumenta con ambos factores, siempre y cuando no se rebase la capacidad del contador: contando durante 1 s una salida de 10 kHz se tiene una resolución de 1 en 10.000, que supera la de un CAD de 13 bits. Hay modelos de hasta 24 bits.

La capacidad de rechazar el ruido presente a la entrada del convertidor se debe al hecho de contar la salida durante un cierto tiempo, en el que quedan promediadas las posibles fluctuaciones que hayan afectado a la frecuencia de los pulsos de salida. Esta capacidad, expresada en decibelios, puede estimarse mediante el rechazo de modo serie,

$$\text{SMRR} \approx 20 \log \frac{\text{sen } \pi f_{\text{ruido}} t_{\text{contador}}}{\pi f_{\text{ruido}} t_{\text{contador}}} \quad (4.3)$$

Por ejemplo, para una interferencia de 50 Hz, si el tiempo de conteo es un múltiplo de 20 ms, el SMRR es, en principio, infinito.

El margen dinámico es otra cualidad destacada. Normalmente se admiten de 0 a 10 V (o 0 a 1 mA) con umbrales (por tensión de desequilibrio y otros factores no lineales) de 1 mV. Esto supone un margen de cuatro décadas, y hay modelos de hasta seis décadas. Algunos aceptan incluso señales de bajo nivel directamente a la entrada (que es de alta impedancia) y no requieren preamplificador. Si el margen dinámico necesario es inferior al ofrecido, se puede mejorar el tiempo de respuesta: si a 10 V corresponden, por ejemplo, 100 kHz y la entrada es de 1 V, le corresponderán 10 kHz y 100 μ s de tiempo de respuesta. Si la máxima entrada es de 1 V y el convertidor tiene ajuste de escala, se puede hacer que a 1 V le correspondan 100 kHz, con lo que el tiempo de respuesta es de 10 μ s.

Las prestaciones de los distintos convertidores V/F comercializados varían según la cantidad de componentes que hay que añadir externamente para tener un funcionamiento correcto, y esto suele estar relacionado además con su tecnología: los modulares los incorporan todos, los híbridos requieren alguno y los monolíticos de menor coste (LM331, RC4151) pueden requerir hasta diez o más.

10.4.2 Conversión directa a frecuencia o periodo

Mediante el diseño de convertidores tensión-frecuencia o corriente-frecuencia específicos, es posible hacer una conversión directa de la magnitud detectada a frecuencia o periodo, sin necesidad de amplificación previa. Para realizar estas conversiones no existe una metodología definida. Por ello, se presentan a continuación varios casos que ilustran las técnicas empleadas.

El circuito de la figura 10.9 es un convertidor deformación-frecuencia [12]. Hay un puente completo de galgas conectado a un integrador diferencial, cuya salida se lleva a un comparador, que es el que alimenta al puente. Para introducir un

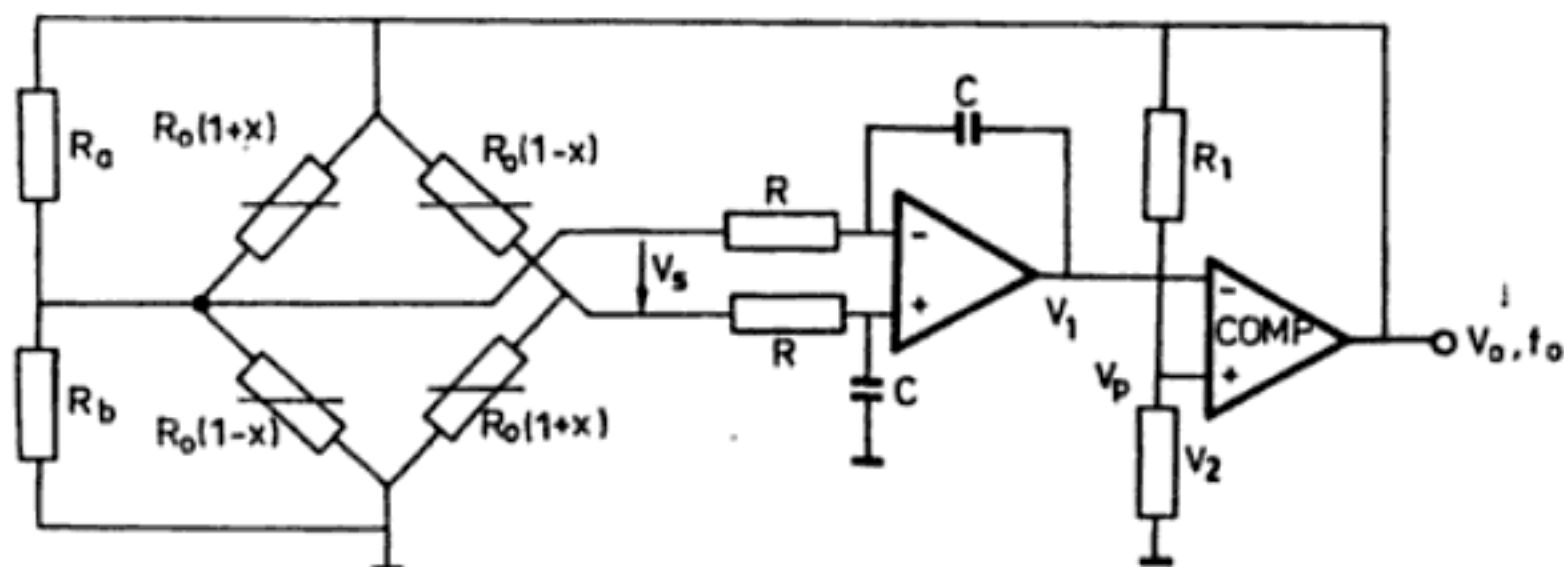


Figura 10.9 Convertidor deformación-frecuencia.

desequilibrio inicial en éste, se emplean dos resistencias R_a y R_b . Según que el nivel de salida del comparador sea V_o o V_o' , la salida del puente será,

$$V_s = V_o x \quad (4.4)$$

$$V_s = V_o' x \quad (4.5)$$

En el caso (4.4), la salida del integrador será

$$V_1(t) = \frac{1}{R'C} V_o x t + V_{10} \quad (4.6a)$$

donde R' es la suma de R y la resistencia equivalente de salida de cada semipuerto (si $R_a, R_b \gg R_o$, su valor apenas influye en la resistencia equivalente de salida), y V_{10} es la tensión de salida inicial del integrador. En el instante $t = T_1$ se alcanzará el valor que hace conmutar la salida del comparador, a V_o' ,

$$V_1(T_1) = \frac{1}{R'C} V_o x T_1 + V_{10} = V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.6b)$$

Cuando el nivel de salida del comparador es V_o' , tendremos

$$V_1(t) = \frac{1}{R'C} V_o' x (t - T_1) + V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.7a)$$

y en el instante $t = T_2$ se alcanzará el valor que hace conmutar de nuevo la salida del comparador a V_o ,

$$V_1(T_2) = \frac{1}{R'C} V_o' x (T_2 - T_1) + V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_o' \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.7b)$$

De aquí se deduce que en (4.6a) $V_{10} = V_o' R_2 / (R_1 + R_2)$. Por lo tanto, de (4.6b) podemos deducir el valor de T_1 ,

$$T_1 = (V_o - V_o') \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R'C}{V_o x} \quad (4.8a)$$

y de (4.7b) deducimos entonces el valor de T_2 ,

$$T_2 = (V_o - V_o') \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R'C}{x} \left(\frac{1}{V_o} - \frac{1}{V_o'} \right) \quad (4.8b)$$

La frecuencia de la señal cuadrada de salida será el recíproco de T_2 ,

$$f_o = \frac{x(R_1 + R_2)}{R_2 R' C} \frac{-V_o V_o'}{(V_o - V_o')^2} \quad (4.9a)$$

Si $V_o = -V_o'$,

$$f_o = \frac{x(R_1 + R_2)}{4R_2 R' C} \quad (4.9b)$$

es decir, la frecuencia de salida es siempre directamente proporcional a la deformación de las galgas, y si los niveles de saturación del comparador son simétricos, la frecuencia es independiente de su valor.

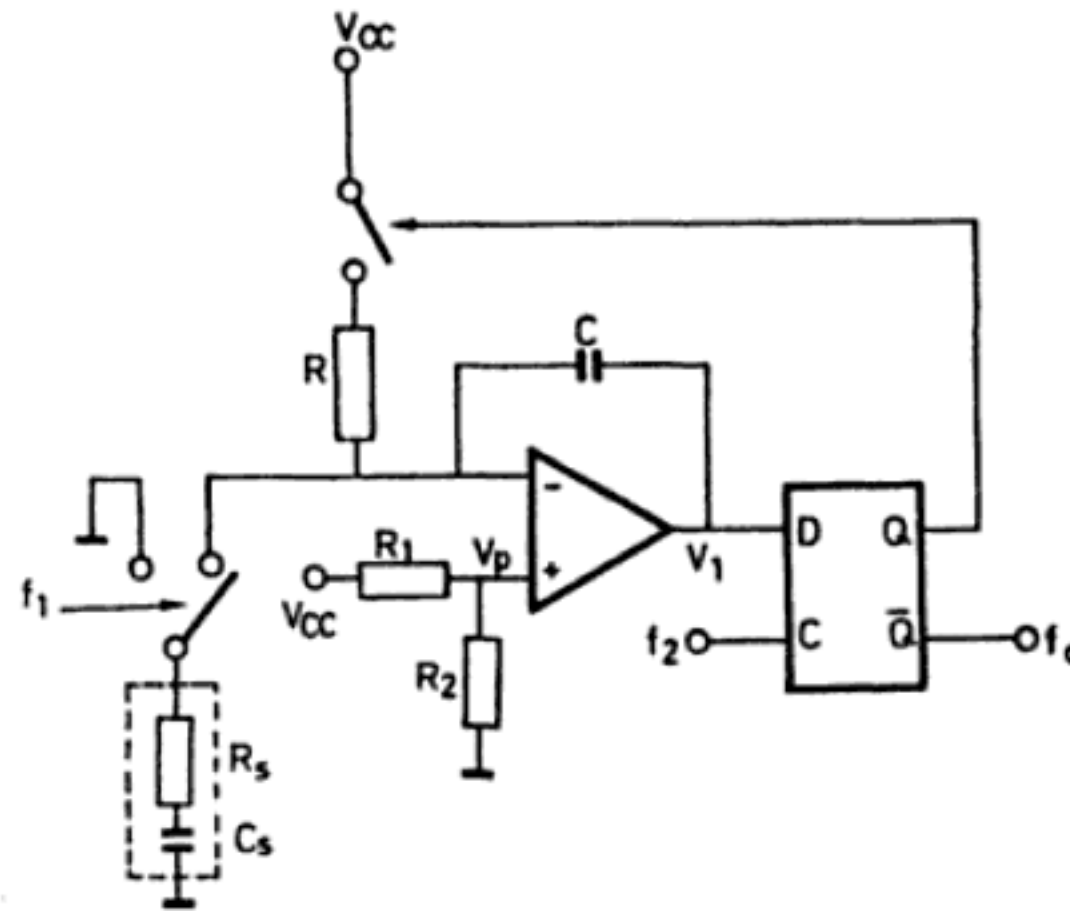


Figura 10.10 Convertidor capacidad-frecuencia basado en el principio de equilibrio de carga.

El convertidor capacidad-frecuencia de la figura 10.10 se basa en el principio de equilibrio de carga [13]. Hay un integrador que equilibra la carga en su condensador de retroacción C mediante un biestable D , controlado por un reloj de frecuencia f_2 , y un interruptor, accionado cada vez que la salida del integrador alcanza el nivel de transición del biestable. La señal es en forma de corriente, obtenida cargando la capacidad del sensor C_s , a una frecuencia f_1 , mediante la tensión de entrada del integrador. Si el periodo de carga y descarga del sensor es mucho mayor que su constante de tiempo, $R_s C_s$, el valor de R_s no influye en la corriente de señal. El circuito se puede aplicar, pues, cuando la conductividad del sensor es apreciable, por ejemplo para medir nivel de agua con un sensor capacitivo. La frecuencia de salida f_o se obtiene igualando las corrientes de señal y de retroacción, y si $R_1 = R_2$ se llega a

$$C_s V_p f_1 = (V_p/R)(f_o/f_2) \quad (4.10)$$

y de aquí,

$$f_o = f_1 f_2 R C_s \quad (4.11)$$

La máxima frecuencia de salida posible es $f_2/2$, y, por lo tanto, se debe cumplir

$$2f_1 R C_s < 1 \quad (4.12)$$

Además, C debe elegirse suficientemente grande para que la salida del integrador no se sature.

Para los sensores con salida de corriente, se puede emplear un convertidor corriente-frecuencia como el de la figura 10.11. La corriente va cargando el condensador C hasta que la salida del integrador alcanza el umbral de conmutación del detector de nivel; éste conmuta entonces su salida, el monoestable da un impulso de duración fija, y los dos interruptores se cierran para descargar rápidamente el condensador; en cuanto se alcanza el umbral de conmutación bajo, el detector de nivel pasa de nuevo al estado bajo, se abren los interruptores y empieza de nuevo la integración. La velocidad de carga depende de la intensidad de la corriente, y si el tiempo de descarga es suficientemente breve respecto al tiempo de integración, la frecuencia de los impulsos de salida será proporcional a la corriente de entrada. El TSL220 (Texas Instruments) es un convertidor luz-frecuencia que integra un fotodiodo y convertidor corriente-frecuencia de este tipo.

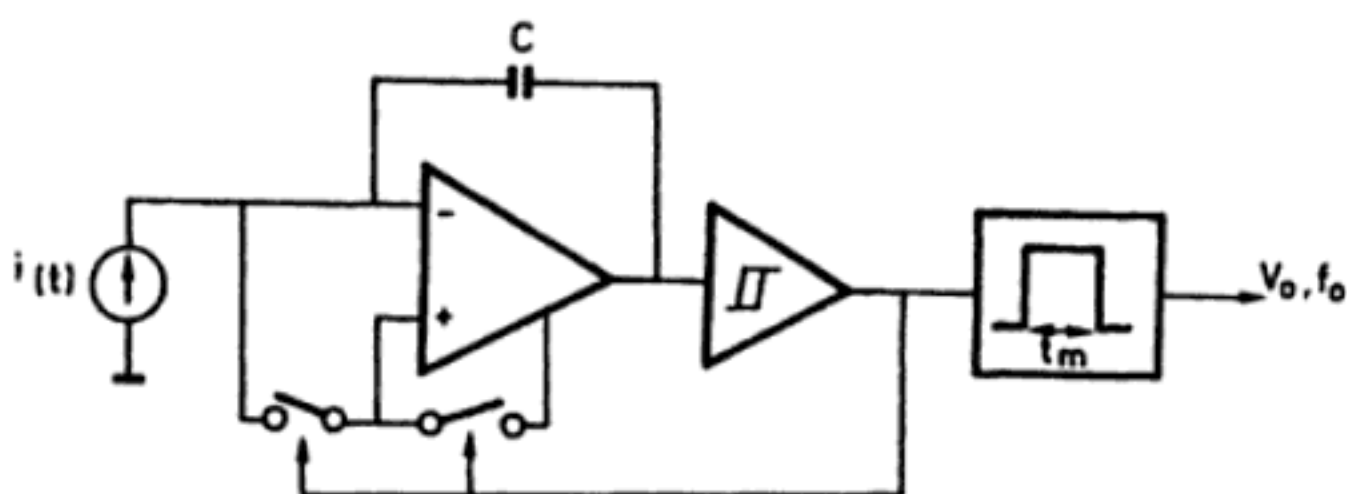


Figura 10.11 Estructura básica de un convertidor corriente-frecuencia.

En [14] se describen convertidores directos a frecuencia para termopares, convertidores I-T (LM334), galgas extensométricas, fotodiodos, higrómetros capacitivos, sensores de nivel de burbuja, y acelerómetros piezoeléctricos.

10.5 INTERFACES DIRECTAS SENSOR-MICROCONTROLADOR

Consideramos interfaz directa sensor- μ C aquella que no utiliza un CAD. Este tipo de interfaz interesa al menos en tres situaciones distintas. En primer lugar, para sensores individuales (convencionales), como una forma de simplificar el di-

seño del sistema de medida y reducir costes. En segundo lugar, para aquellos sensores integrados que incorporan parte de la electrónica para correcciones, por ejemplo de errores de cero, ganancia y derivas térmicas, y que se conectan a un μC externo. En tercer lugar, para aquellos sensores "inteligentes" que integran, mediante técnicas híbridas, un μC que realiza las compensaciones anteriores, y otras posibles, total o parcialmente mediante software, y se comunican mediante un bus digital. La digitalización sin CAD exige que la información esté en la frecuencia o duración de la señal. La interfaz con μC exige que los niveles de tensión sean compatibles (TTL en general), que los flancos de la señal estén bien definidos y, en salidas de interruptores, que no haya «rebotes». En caso contrario, hay que acondicionar las señales digitales de entrada [15].

10.5.1 Medidas de frecuencia

La forma más simple de medir una frecuencia y obtener una salida digital, es mediante un contador que cuente el número de ciclos (transiciones en un determinado sentido) de la señal de entrada durante un periodo de tiempo conocido, que se denomina tiempo de puerta [16] (figura 10.12). Al contar durante un intervalo de tiempo T_o , obtenido a partir de un reloj de referencia f_r , se obtendrá

$$N = f_x T_o \quad (5.1)$$

Dado que la señal de entrada y la del reloj no son síncronas, puede suceder que se acabe de contar justo cuando llegaba otro impulso de entrada o, al revés, que se cuente una transición que llega justo antes de acabar el tiempo T_o . Por lo tanto, hay una indeterminación de 1 cuenta, que se representa diciendo que el resultado es $N \pm 1$ cuentas.

La resolución en la medida de frecuencia es, pues, $1/N$. Para obtener una buena resolución, N debe ser alta. Pero esto implica un tiempo de medida tanto más largo cuando más pequeña sea f_x . Si, por ejemplo, se desea medir una frecuencia de 10 kHz con un error inferior al 0,1%, hay que contar por lo menos 1000 impulsos, y como el tiempo entre impulsos de entrada es de $100 \mu\text{s}$, la medida durará 100 ms.

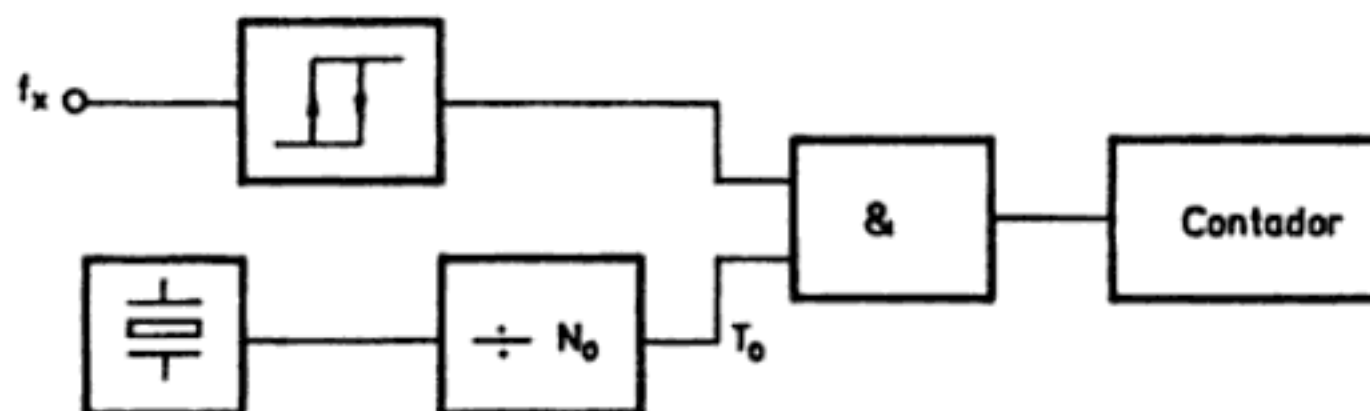


Figura 10.12 Esquema de bloques de un frecuencímetro.

$$N = f_r MT_x \quad (5.3)$$

El tiempo de medida es MT_x , y dado que la resolución es $1/N$, de (5.3) se deduce que el producto de la resolución por el tiempo de medida es constante (T_o). Si, por ejemplo, $f_x = 10$ kHz, entonces $T_x = 100 \mu s$, y para tener una resolución del 0,1% hace falta $N = 1000$; si el reloj es de 1 MHz, habrá que hacer $MT_x = 1$ ms, es decir, $M = 10$. Durante estos 10 periodos, la frecuencia f_x debe permanecer constante.

Para mejorar la resolución con independencia de la frecuencia a medir, se puede emplear el sistema de sincronización del tiempo de puerta descrito en la figura 10.13b. El biestable D sincroniza los dos contadores con la señal de entrada,

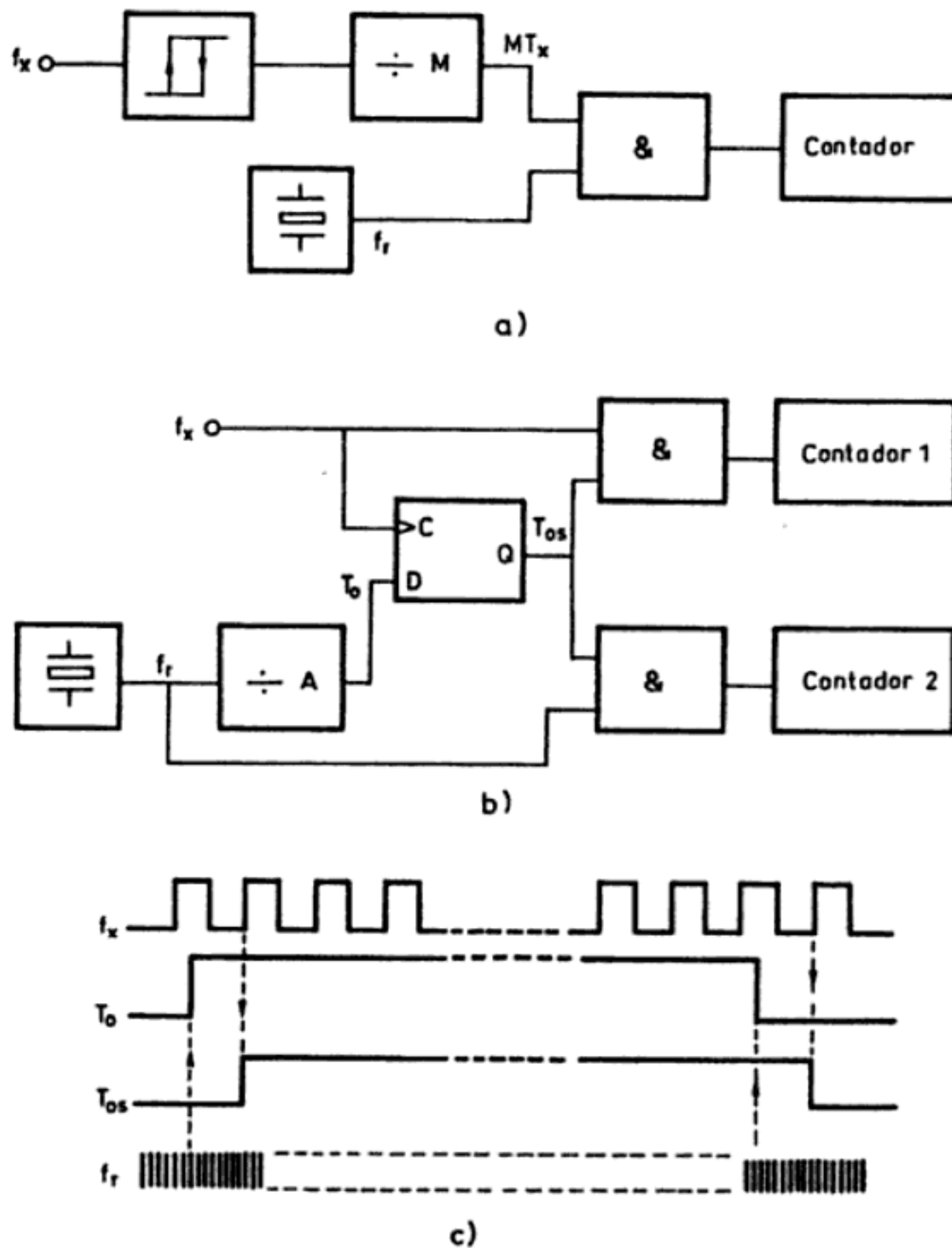


Figura 10.13 Medida del periodo de una señal. a) Esquema de bloques básico. b) Sincronización de la entrada y el tiempo de puerta. c) Relación de tiempos en el caso b.

Para aplicar (5.7) primero hay que expresar el periodo mínimo y máximo de la senil en ciclos de máquina. Mediante (5.6),

$$T_{max} = 12 \times 10^6 / (12 \times 9 \times 10^3) = 111,11 \text{ c.m. (ciclos máquina)}$$

$$T_{min} = 12 \times 10^6 / (12 \times 11 \times 10^3) = 90,90 \text{ c.m.}$$

Aplicando ahora (5.7),

$$k = \frac{2^{12}}{111,11 - 90,90} = 202,75$$

Es decir, habría que medir tiempo durante 203 ciclos de la entrada.

Si el objetivo final es determinar la frecuencia f_x , la respuesta será

$$f_x = \frac{k}{kT} \quad (5.8)$$

donde T viene dada en ciclos de máquina [ecuación (5.6) para el caso del 8051]. Si se quiere determinar la frecuencia con una resolución de n bits, cabe preguntarse entonces cuál debe ser la resolución en la medida del periodo. Derivando (5.8) resulta

$$df_x = - \frac{k}{(kT)^2} d(kT) = - \frac{f_x^2}{k} d(kT) \quad (5.9)$$

es decir, la resolución en f_x es (f_x^2/k) veces la que se tenga en la medida de kT . El número de bits m deberá ser, pues, suficientemente grande para que se cumpla

$$\text{resolución en } f_x \geq (f_{max}^2/k) \text{ (resolución en } kT) \quad (5.10a)$$

$$\frac{f_{max} - f_{min}}{2^n} \geq \frac{f_{max}^2}{k} \frac{k(1/f_{min} - 1/f_{max})}{2^m} \quad (5.10b)$$

$$m \geq n + \frac{\ln(f_{max}/f_{min})}{\ln 2} \quad (5.10c)$$

A partir de aquí y de (5.7), se puede determinar el número de ciclos de la señal durante los que hay que estar contando,

$$k \geq 2^n c \frac{f_{max}}{f_r} \frac{f_{max}}{f_{max} - f_{min}} \quad (5.11)$$

donde c es el número de ciclos de f_r que hay en un ciclo de máquina ($c = 12$ para el 8051).

de salida serán directa o inversamente proporcionales al parámetro variable [ecuación (3.38)],

$$f_1 = k (X_o + X) \quad (5.15a)$$

$$f_2 = k (X_o - X) \quad (5.15b)$$

$$f_1 = k/(X_o + X) \quad (5.16a)$$

$$f_2 = k/(X_o - X) \quad (5.16b)$$

En lugar de medir cada frecuencia por separado durante un determinado tiempo de puerta, se pueden sumar las salidas de los contadores respectivos y medir hasta que se obtenga un número predeterminado de cuentas,

$$N = (f_1 + f_2) T_N \quad (5.17)$$

Si durante este mismo tiempo T_N se mide la diferencia entre las frecuencias,

$$N_1 - N_2 = (f_1 - f_2) T_N = \frac{f_1 - f_2}{f_1 + f_2} N \quad (5.18)$$

Por lo tanto, en los casos (5.15) se obtiene

$$N_1 - N_2 = \frac{X}{X_o} N \quad (5.19)$$

y en los casos (5.16),

$$N_1 - N_2 = -\frac{X}{X_o} N \quad (5.20)$$

Es decir, tanto si la frecuencia de oscilación es directamente proporcional como si es inversamente proporcional al parámetro variable, la diferencia de frecuencias da una salida lineal. Esto significa que si en lugar de la diferencia de frecuencias se mide la diferencia de periodos, que puede que sea más rápida, también se obtendrá linealidad. Además, si hay una interferencia aditiva,

$$f_1 = k (X_o + X + Y) \quad (5.21a)$$

$$f_2 = k (X_o - X + Y) \quad (5.21b)$$

al hacer la resta se obtendrá,

$$N_1 - N_2 = \frac{2kX}{2k(X_o + Y)} N = \frac{X/X_o}{1 + Y/X_o} N \quad (5.22)$$

Por lo tanto, hay una cierta cancelación de la interferencia porque en vez de aparecer ésta sumada directamente a X , sólo aparece el término Y/X_o sumado a 1 en el denominador. Si la frecuencia es inversamente proporcional al parámetro, se obtiene el mismo resultado.

En cuanto al tiempo de medida, de (5.17) resulta

$$T_N = \frac{N}{f_1 + f_2} \quad (5.23)$$

Si las frecuencias son directamente proporcionales al parámetro,

$$T_N = N/2kX_o \quad (5.24a)$$

es decir, el tiempo de medida es independiente de X . Si, en cambio, las frecuencias son inversamente proporcionales al parámetro,

$$T_N = \frac{Nk X_o}{2} \left[1 - \left(\frac{X}{X_o} \right)^2 \right] \quad (5.24b)$$

En este caso el tiempo depende del valor de la frecuencia medida.

10.5.4 Medidas de velocidad. Tacómetros digitales

Las medidas de velocidad a partir de los impulsos de un codificador incremental (apartado 8.1.1), tienen potencialmente una gran exactitud, pero hay que garantizar que el tiempo de medida sea suficientemente breve para poder detectar los cambios rápidos de velocidad. Si se considera un codificador incremental que da m impulsos por cada vuelta, y se cuentan N impulsos durante un intervalo T , la velocidad angular será

$$\omega = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{N}{T} \frac{2\pi}{m} \quad (5.25)$$

Si se mide la frecuencia de los impulsos de entrada mediante un contador, con el método de la figura 10.12, y se obtienen N_c cuentas en un tiempo T_o , tendremos

$$\omega = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{N_c}{T_o} \frac{2\pi}{m} \quad (5.26a)$$

El error relativo en la medida de ω , supuesto T_o exacto, será

$$\frac{d\omega}{\omega} = \frac{dN_c}{N_c} = \frac{1}{N_c} = \frac{1}{\omega T_o} \frac{2\pi}{m} \quad (5.27a)$$

donde se ha considerado $dN_c = 1$ porque no hay sincronismo entre los impulsos del codificador y el tiempo de puerta. Por lo tanto, para un tiempo de puerta T_o breve, necesario para tener buena respuesta dinámica (ω no será, en general, constante), el error relativo será tanto más grande cuanto menores sean ω y m .

Si se mide el periodo de los impulsos de entrada, según el método de la figura 10.13a, y se obtienen N_p cuentas de impulsos procedentes del reloj f_r , tendremos

$$\omega = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{f_r}{N_p} \frac{2\pi}{m} \quad (5.26b)$$

El error relativo en la medida de ω , supuesta f_r constante, será

$$\frac{d\omega}{\omega} = \frac{-dN_p}{N_p} = \frac{-1}{N_p} = \frac{\omega}{f_r} \frac{m}{2\pi} \quad (5.27b)$$

es decir, ahora el error es grande cuanto mayores sean m y ω . El tiempo de medida será,

$$T_p = N_p/f_r = 2\pi/m\omega \quad (5.28)$$

y, por lo tanto, aumenta cuando m y ω son pequeñas.

Para resolver el compromiso entre exactitud y tiempo de medida, se puede emplear el método de tiempo de medida constante y ajustable [19]. Consiste en contar, por una parte, los impulsos del codificador y, por otra, los impulsos de un reloj, ambos durante un intervalo de tiempo igual o mayor que un tiempo predeterminado T_c y que contenga un número entero N_c de impulsos del codificador. Ambos contadores arrancan cuando llega un impulso del codificador y paran al cabo de N_c impulsos. Si se cuentan N_p impulsos del reloj, la velocidad calculada será

$$\omega = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{N_c f_r}{N_p} \frac{2\pi}{m} \quad (5.26c)$$

Para velocidades muy lentas, durante T_c sólo se contará un impulso del codificador, $N_c = 1$, y entonces el método es equivalente a la medida de periodo. El error relativo en la medida de ω , supuesta f_r constante, será ahora

$$\frac{d\omega}{\omega} = \frac{-dN_p}{N_p} = \frac{-1}{N_p} = \frac{\omega}{N_c f_r} \frac{m}{2\pi} \quad (5.27c)$$

Por lo tanto, para velocidades grandes basta hacer N_c grande para mantener el error pequeño. Si se acepta un tiempo de medida máximo T_m , si N_c se elige de forma que cumpla

$$T_m \leq \frac{N_c}{\omega} \frac{2\pi}{m} \quad (5.29)$$

entonces el error relativo en la medida de velocidad permanece constante.

Para aplicar este método con un μC no hace falta iniciar y parar los contadores de pulso y tiempo cada vez, que por lo demás es un proceso lento. Es mejor medir intervalos de tiempo en un contador que cuenta impulsos de reloj continuamente, y al final de cada intervalo de tiempo leer la salida del contador de los impulsos del codificador. Para ello, cuando llega un flanco del codificador, se lee el contador de tiempo (N_{p1}) y el contador de impulsos (N_{c1}); una vez ha transcurrido el tiempo de medida elegido, T_e , cuando llega el siguiente flanco del codificador se leen N_{p2} y N_{c2} . La velocidad se determina entonces mediante (5.26c) haciendo $N_c = N_{c1} - N_{c2}$, y $N_p = N_{p1} - N_{p2}$. Dado que, en general, $f_r \geq 1$ MHz, la lectura del contador de tiempo hay que hacerla por hardware. Hay varios μC que ofrecen dicha función hardware en forma de contadores continuos asociados a un registro de lectura.

10.6 SISTEMAS DE COMUNICACIÓN PARA SENSORES

Las señales obtenidas con los sensores, una vez acondicionadas, hay que comunicarlas a un receptor o dispositivo de presentación, cercano o remoto. Cuando el emisor y el receptor no están muy lejos, se suele emplear transmisión por hilos (par trenzado, cable coaxial, línea telefónica). También se emplea transmisión por hilos en instalaciones extensas que incluyan una infraestructura adecuada (redes de distribución eléctrica, oleoductos). Sus limitaciones son que tanto el ancho de banda como la velocidad de transmisión permitida son pequeños. En Europa, el uso de la red eléctrica como canal de transmisión está normalizado (Norma EN50065-1).

Para distancias muy grandes, o cuando el emisor o receptor son inaccesibles o interesa que se puedan mover libremente uno respecto al otro, se emplea telemetría vía radio. Su ancho de banda y velocidad son mucho mayores. Para distancias cortas se emplean también a veces ultrasonidos, radiación infrarroja, o simple acoplamiento capacitivo o inductivo [20]. En presencia de interferencias electromagnéticas fuertes, para tener aislamiento eléctrico, y cuando hace falta un gran ancho de banda, se emplea fibra óptica.

Cualquiera que sea el medio de comunicación empleado, es necesario acondicionar las señales de los sensores para adaptarlas a las características de aquél. Este proceso puede requerir más de una etapa, tal como se indica en la figura 10.15.

En primer lugar, la señal del sensor, una vez acondicionada mediante el circuito inmediato a él, se modula (si su salida es analógica) o codifica (si su salida es digital), para poder ser combinada con otras que vayan a compartir el mismo medio, o simplemente para hacerla aceptable por el modulador de transmisión. Éste acopla las señales al canal de comunicación, normalmente una línea telefónica al-

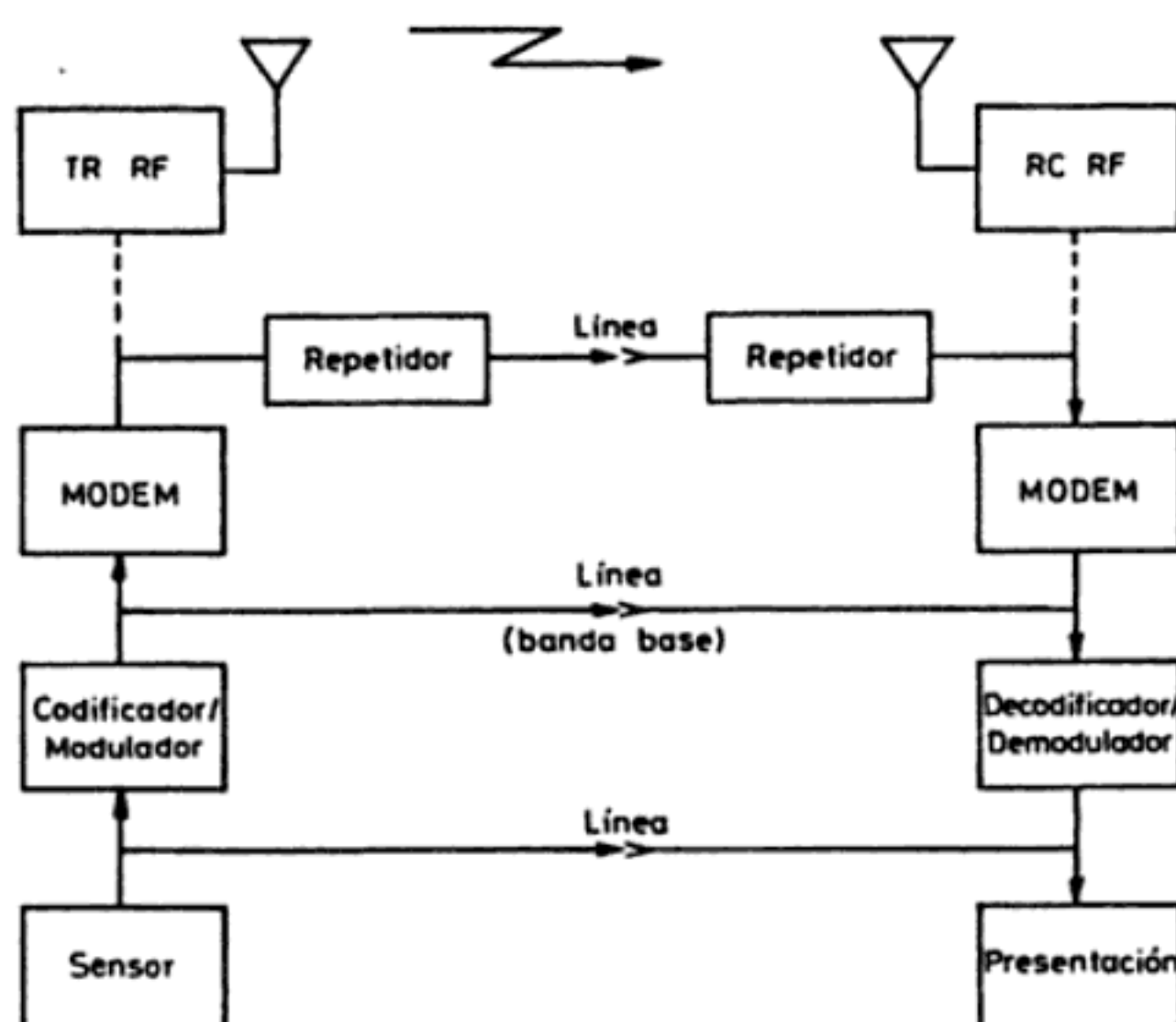


Figura 10.15 Estructura general de un sistema de telemedida.

quilada, y como suele interesar una comunicación dúplex para poder verificar las medidas, en la misma unidad suele haber un demodulador, constituyendo así un modem. En el extremo receptor se realizan las funciones inversas.

En algunos casos puede suceder que se disponga de una línea propia, transmitiéndose por ella directamente (en banda base) una tensión, corriente o frecuencia procedentes de este codificador o modulador.

Si la información se transmite en forma de tensión continua proporcional a la magnitud medida, la distancia cubierta debe ser pequeña porque, en un entorno industrial, las tensiones parásitas inducidas en el bucle formado por los conductores puede falsear totalmente la medida. Utilizar cables apantallados para reducir las interferencias capacitivas, es caro. La telemedida por frecuencia tiene mayor inmunidad a las interferencias, pero no hay normas que permitan utilizar en un mismo sistema transmisores de distintos fabricantes. Además, las señales de frecuencia transmitidas pueden ser fuente de interferencias en circuitos próximos. La telemedida por corriente supera estos problemas.

10.6.1 Telemedida por corriente: bucle 4-20 mA

En la telemedida por corriente, la magnitud medida se convierte en una corriente continua proporcional, que se envía por la línea y es detectada en el extremo receptor midiendo la caída de tensión en una resistencia conocida. Los valores de corriente normalizados son: 4-20 mA, 0-5 mA, 0-20 mA, 10-50 mA, 1-5 mA y 2-10 mA. Para evitar acoplamientos inductivos, que harían circular co-

rrientes interferentes, se emplea un par de hilos trenzados. Las interferencias capacitivas son pequeñas porque la impedancia equivalente del circuito es pequeña (la resistencia de entrada del receptor). Los termopares parásitos y las caídas de tensión en los hilos de conexión tampoco afectan, siempre y cuando el emisor sea capaz de imponer el valor de corriente deseado en el circuito. Esto permite emplear hilo más fino y, por lo tanto, más barato. Otra ventaja es que un mismo receptor puede explorar varios canales con distinta longitud de cable sin que ésta afecte a la exactitud.

El valor de corriente habitual es 4-20 mA. Fue adoptado como norma en 1975 y hay numerosos transmisores intercambiables que cumplen esta norma. La ventaja de emplear 4 mA para el valor 0 es que permite distinguirlo de un circuito abierto (0 mA). La resistencia de entrada del receptor es de $250\ \Omega$, obteniéndose así tensiones de 1-5 V.

Otra ventaja importante de la telemedida por corriente es que, si el transmisor es flotante, a veces es posible realizar el enlace con sólo dos hilos compartidos por la alimentación y la señal. En la figura 10.16a se presenta el circuito general con cuatro hilos, dos para la alimentación y dos para la señal. Normalmente es posible compartir un hilo de retorno, tal como se indica en la figura 10.16b. En el caso de

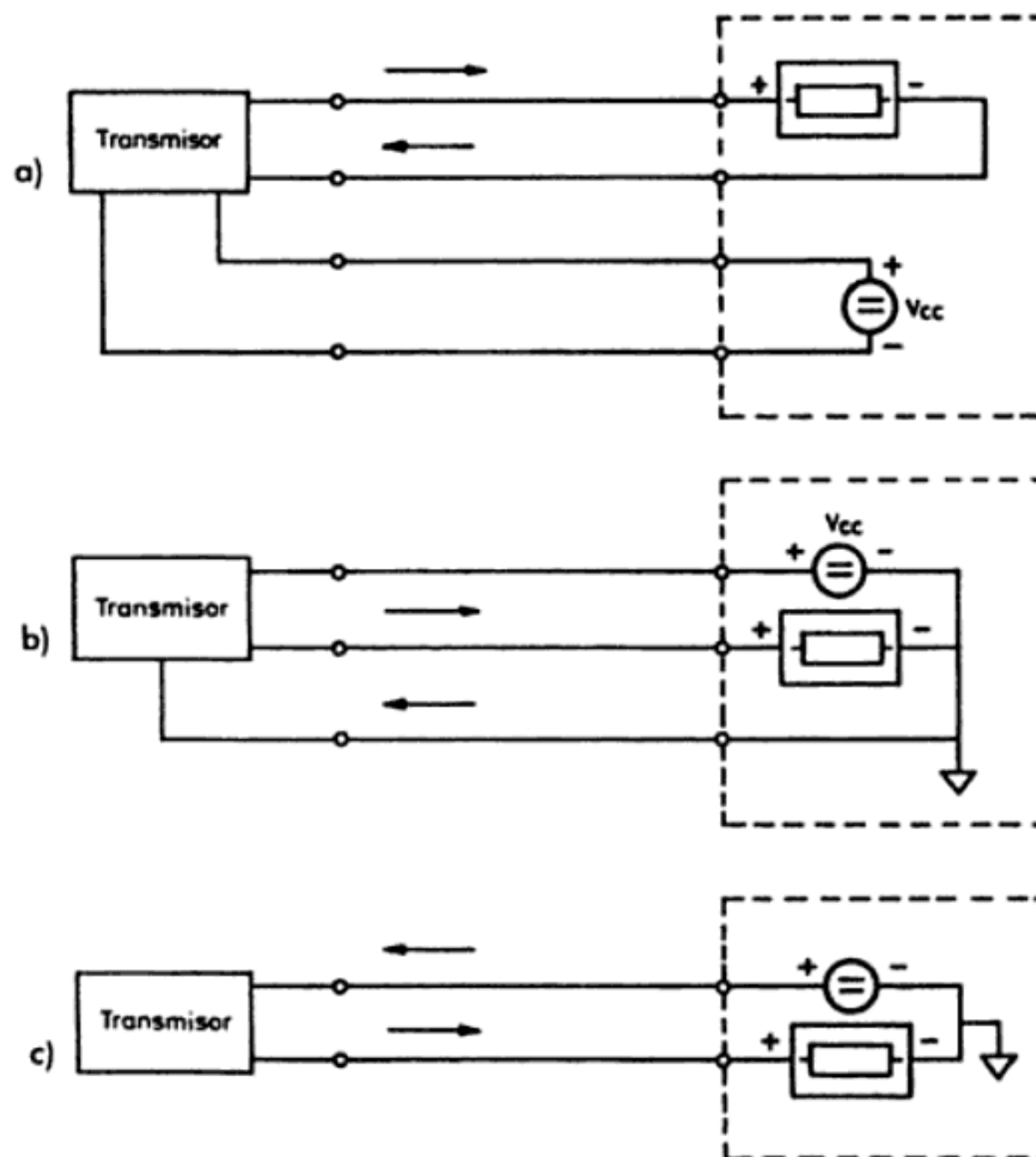


Figura 10.16 Telemedida por corriente empleando: a) cuatro hilos; b) tres hilos; c) dos hilos.

1500 m de longitud. La modulación es FSK con un 0 representado por una frecuencia de 2200 Hz y un 1 representado por una frecuencia de 1200 Hz; su nivel de continua es cero y, por lo tanto, se puede superponer directamente al bucle de 4-20 mA. La velocidad de comunicación es de 1200 b/s. La estructura de cada byte es: 1 bit de start, 8 de datos, 1 bit de paridad impar y 1 bit de stop. La estructura de los mensajes es flexible, y, en un sistema totalmente digital, en un solo mensaje puede haber hasta cuatro variables del proceso. Su velocidad de transacción está limitada a tres transacciones cada segundo.

10.6.3 Instrumentación digital: buses para sensores

El sistema de 4-20 mA implica una doble conversión: si la salida del sensor es analógica, para linealizarla, detectar límites u otras operaciones, puede ser necesario digitalizarla para que la procese un μC . Si luego se debe transmitir con un bucle de 4-20 mA, hay que convertirla de nuevo en analógica, y convertirla otra vez en digital en el procesador central que controla todo el sistema. En un sensor con capacidad de comunicación digital se evita esta doble conversión. Si además la comunicación es tipo bus, ya no se emplea un canal para una única información

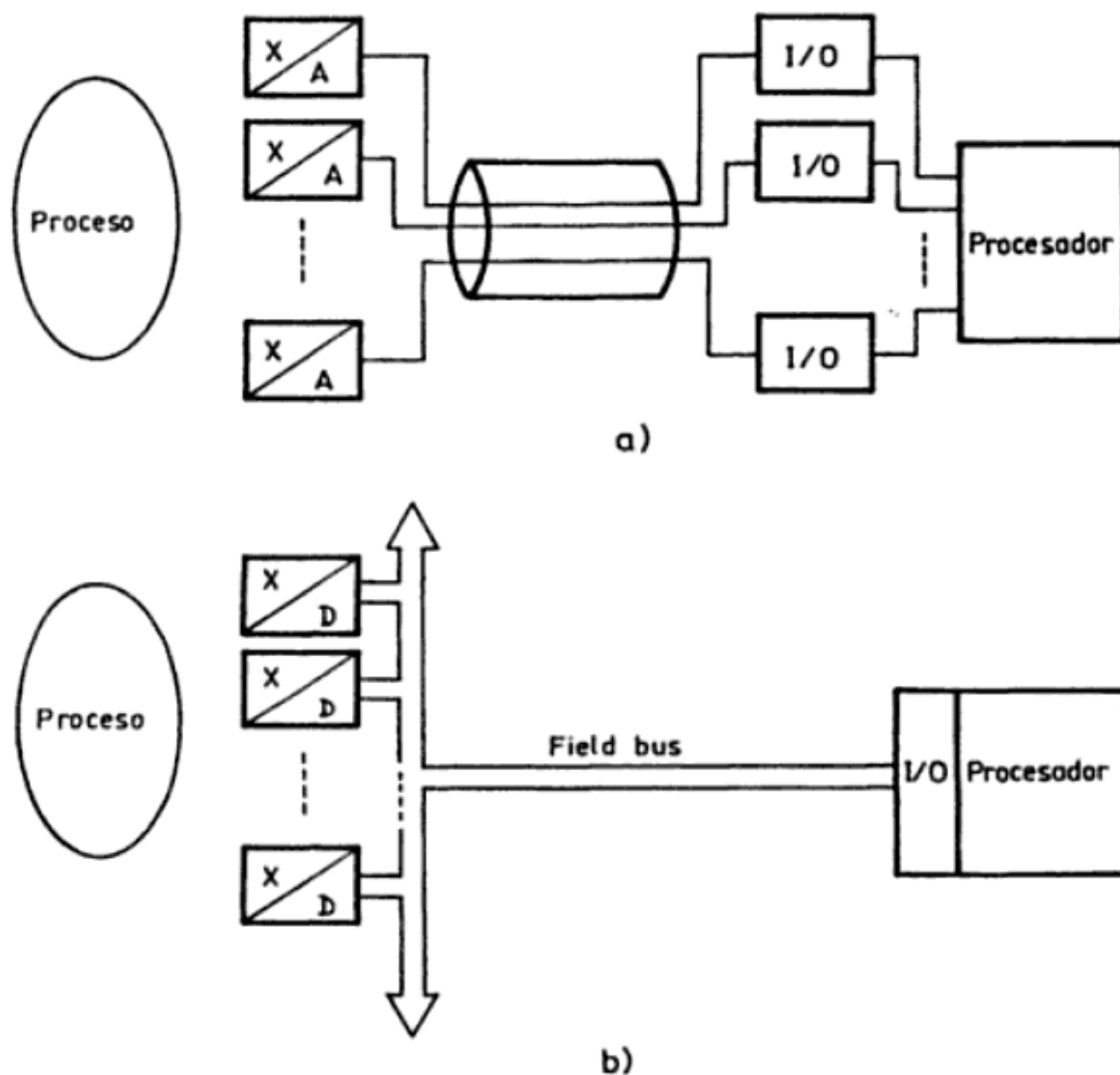


Figura 10.17 a) Estructura de un sistema de comunicación analógico convencional. b) Estructura de un sistema con comunicación con bus digital.

(como en los sistemas 4-20 mA), sino que el mismo canal físico es compartido por varias informaciones distintas, viajando en los dos sentidos, y esto comporta una notable reducción de costes de cableado, sobre todo si es un bus serie (figura 10.17).

Con un sistema en bus, la incorporación de nuevos sensores y actuadores en un proceso o sistema de medida sólo hace falta tenerla en cuenta en el software del sistema, no en el cableado. Además, la instalación de un nuevo transmisor no exige detener el proceso, sino que basta transmitirle los datos de calibración, linealización, alarmas, etc. Pero para que distintos instrumentos sean compatibles con un mismo bus, debe haber un acuerdo en sus especificaciones. Los esfuerzos de la industria por desarrollar un bus «de campo» (field bus), por ahora no han dado los frutos deseados.

La Comisión Electrotécnica Internacional (CEI, IEC) encargó el desarrollo de una norma sobre un sistema para comunicación digital para las industrias de proceso y manufacturados, a la Instrument Society of America (ISA), Comité SP-50. Los documentos que ha elaborado este Comité, se basan en el modelo de siete niveles, o capas, OSI (Open Systems Interconnection) normalizado conjuntamente por la IEC y la ISO (International Standards Organization) [21]. El modelo se ha simplificado a tres niveles: físico, enlace (de datos) y aplicación, y se ha añadido un nivel de interfaz con el usuario. Cada nivel tiene un conjunto de reglas específicas o protocolos relativos al formato de los datos y a la temporización.

Los protocolos del nivel físico definen las características de la interfaz eléctrica y mecánica, así como las exigencias funcionales y de procedimiento impuestas por el medio físico establecido (hilo conductor, radio o fibra óptica) para que se pueda emitir y recibir a su través. El acuerdo alcanzado, cuando el medio es hilo conductor, se ha convertido en la norma IEC 1158-2. El código empleado es el Manchester II.

Los protocolos del nivel de enlace definen los procedimientos para la transmisión y recepción formal de datos sin errores, a través del enlace físico establecido por la capa física. Es decir, la capa de enlace ofrece los servicios para intercambiar datos, teniendo en cuenta las limitaciones del medio físico y la necesidad de gestionar los recursos de éste (en general, su ancho de banda). Determina, por ejemplo, quién puede «hablar» y cuándo, y la forma de detectar y corregir errores. En enero de 1994, aún no había acuerdo sobre este nivel.

A nivel de aplicación, el progreso es aún más lento. Se trata de definir cómo escribir, leer, entender y ejecutar un mensaje. El nivel de usuario es la interfaz entre el usuario y el sistema de comunicación.

El desarrollo de la norma ISA/IEC sobre un bus de campo contempla dos fases. En ambas fases el medio puede ser un par trenzado que debe llevar además la alimentación de los equipos conectados al bus. La primera fase está dirigida a aplicaciones con velocidad media: 31,25 kb/s; está orientada a control de procesos y es aplicable en el caso de atmósferas explosivas, donde está limitada la energía disponible en los cables que entren en el sistema. La distancia máxima es de 1900 m. La segunda fase estará orientada a instalaciones nuevas y la velocidad será de 1 Mb/s o 2,5 Mb/s, con distancias respectivas de 750 y 500 m.

Pero, al mismo tiempo que se elaboran las normas, y dada la importancia económica del tema, que ha despertado también interés en la producción de energía, edificios inteligentes y la industria del transporte, se han ido comercializando sistemas con el mismo espíritu pero con incompatibilidad manifiesta. Los dos sistemas principales son el ISP (Interoperable Systems Project) y el WorldFIP (World Factory Implementation Protocol), que son, respectivamente, el resultado de la evolución del PROFIBUS (Process Field Bus), promovido por empresas alemanas en 1987, y el FIP promovido por empresas francesas, cada uno con la posterior adhesión de empresas estadounidenses y japonesas [22]. Para paliar en parte el problema, se comercializan pasarelas (gateways) entre ambos sistemas.

10.7 PROBLEMAS

1. Se desea medir una temperatura de -40 a 85°C mediante una NTC que tiene $B = 3500\text{ K}$ en el margen de medida y $4700\ \Omega$ a 25°C . Interesa tener una salida en forma de frecuencia variable, aunque sea no lineal, y que dé 1 kHz a 0°C . Se piensa por ello poner la NTC en un puente de Wien, y emplear un mínimo de componentes con valor nominal distinto. ¿Cuál es el margen de frecuencias obtenido en el margen de temperaturas a medir? Diseñar el puente empleando el método de los diodos y resistencia en paralelo con la resistencia de ganancia para estabilizar la amplitud.

2. El circuito de la figura P10.1 es un astable basado en un 555, cuya salida depende de dos galgas extensométricas de $120\ \Omega$ y $K = 2$, montadas de manera que varíen de forma opuesta, y de un condensador fijo C . La salida del astable controla un contador que se incrementa o decrementa según en cuál de sus dos entradas lleguen impulsos. Si se desea una resolución de $1\ \mu\epsilon$, ¿qué valor deben tener C y la frecuencia de reloj f_r ? Consultar las especificaciones del 555 en catálogo.

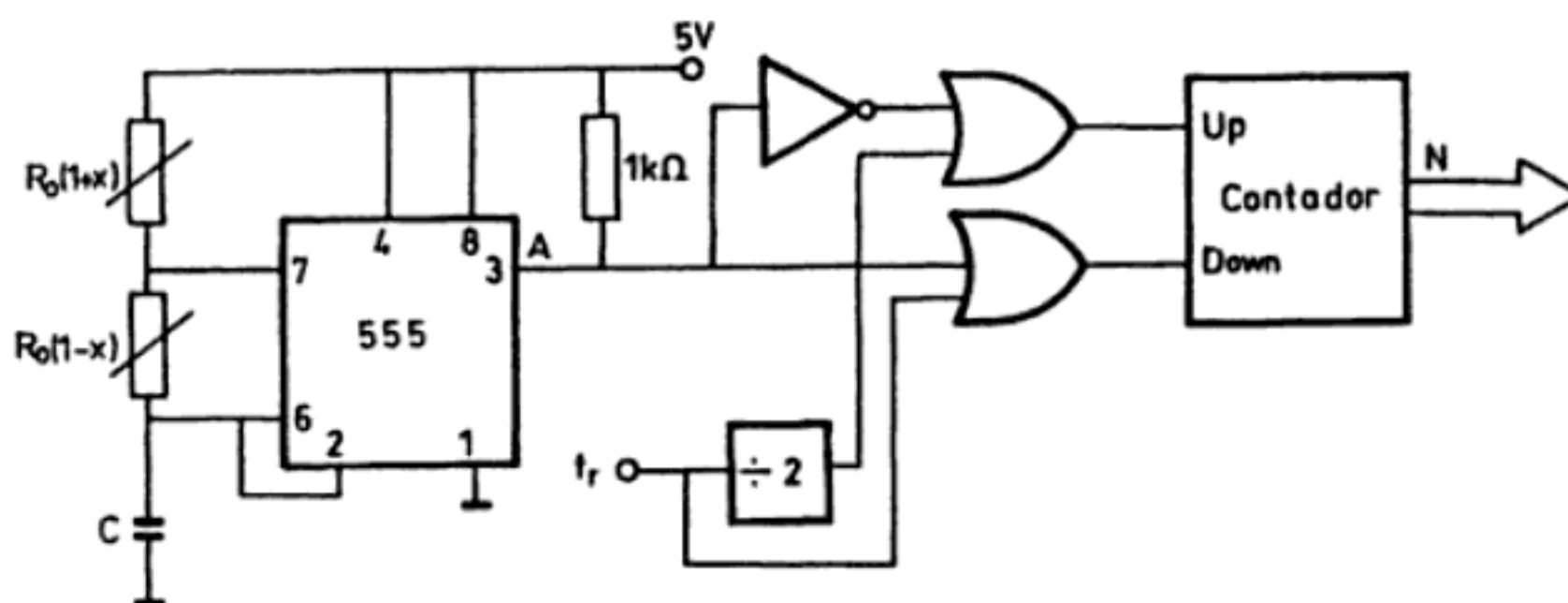


Figura 10.1

3. Se dispone de un sensor con salida en forma de frecuencia variable de 5 a 10 kHz . Para determinar dicha frecuencia con una resolución de 10 bits a partir de la medida de su periodo, ¿qué resolución hace falta en esta medida? Si para medir se emplea un μC 8051 con reloj de 1 MHz , ¿cuál es el tiempo de medida en el peor caso?

4. Un determinado sensor digital ofrece una salida de $10 \pm 2\text{ kHz}$, que queremos medir con una resolución de 10 Hz . Se emplea para ello un μC 8051 con reloj de 1 MHz , midiendo el periodo. ¿Con cuántos bits hay que medir el periodo? ¿Cuántos ciclos de la señal de entrada hay que contar?

5. Para medir temperatura entre -20°C y $+60^{\circ}\text{C}$, se piensa emplear una RTD que a 0°C tiene $500\ \Omega$ y un coeficiente de temperatura de $0,00385/\text{K}$. Como interfaz se piensa emplear un μC y contar

Este libro está dirigido a los estudiantes y profesionales de la ingeniería electrónica. Su objetivo es enseñar el fundamento de los sensores y el diseño de los circuitos de acondicionamiento de señal asociados. Los sensores están agrupados según la magnitud eléctrica que varía (resistencia, inductancia, capacidad) o que se genera.

Se dedica también un capítulo a los sensores digitales, otro a los sensores inteligentes e instrumentación digital, incluyendo interfaces directas sensor-microcontrolador, y otro a los sensores basados en uniones p-n, MOSFET, CCD, ultrasonidos, fibras ópticas y biosensores.

Hay un primer capítulo que introduce la terminología, los fundamentos de los sensores, los materiales en que se basan, y las técnicas de fabricación de microsensors. Se incluyen tanto los sensores clásicos (galgas, RTD, termistores, LVDT, sincros, termopares, piezoeléctricos) como los microsensors (piezorresistivos, efecto Hall, efecto Wiegand, autorresonantes, de óxido metálico). En cada capítulo hay problemas propuestos y ejemplos resueltos. La solución de los problemas se da en un apéndice al final.

SENSORES Y ACONDICIONADORES DE SEÑAL

RAMÓN PALLÁS
ARENY



El autor

Ramón Pallás Areny es Doctor Ingeniero Industrial por la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC) donde imparte clases desde 1975. Actualmente es Catedrático del Departamento de Ingeniería Electrónica en la Escuela Politécnica Superior de Castelldefels (Barcelona) de la UPC, donde dirige el Grupo de Instrumentación, sensores e interfaces (ISI).



Es autor de los libros: Instrumentación Electrónica Básica (1987), Transductores y acondicionadores de señal (1989), Instruments electrònics bàsics (1992), Adquisición y distribución de señales (1993) y Teoria bàsica d'errors (1995). Es coautor con John G. Webster de Sensors and Signal Conditioning (1991, 2001) y Analog Signal Processing (1999). Es también coautor de Interferències en instrumentació electrònica (1995), Sensores y acondicionadores de señal, prácticas (1995) y Sensores e interfaces, problemas resueltos (1999).

Su actividad docente e investigadora está centrada en la instrumentación electrónica y médica, habiéndose especializado en el acondicionamiento, adquisición y tratamiento de señales, y en compatibilidad electromagnética en sistemas electrónicos. Sus áreas de investigación son los sistemas de medida basados en impedancia eléctrica, los sensores digitales y las redes de sensores.

Es autor de más de 300 trabajos en forma de artículos científicos y ponencias en congresos. Es Fellow del Institute of Electrical and Electronic Engineers (EE.UU.) y miembro de la International Society for Measurement and Control (EE.UU.). Ha recibido numerosos premios, entre ellos el Premi Ciutat de Barcelona de Tècnica (1992), el Premi a la Creativitat del Col·legi d'Enginyers Industrials de Catalunya (1992), el Premio de la Instrumentation and Measurement Society del IEEE (1991), el Premio a la Calidad en la Docencia Universitaria (Consejo Social de la UPC, 2000) y la Medalla Narcís Monturiol de la Generalitat de Catalunya al Mérito Científico y Tecnológico (2002).



This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

Esta obra fue galardonada en su primera edición
con el premio de Electrónica Profesional
en la concesión de la 23.ª edición
de los “Premios Mundo Electrónico”
a la que fue presentada bajo el
lema “Constancia”

4ª edición

Autor: Ramón Pallás Areny

Coordinador editorial: Carles Parcerisas Civit

© Ramón Pallás Areny, 2003
Reservados todos los derechos
de publicación, reproducción, préstamo, alquiler
o cualquier otra forma de cesión
del uso de este ejemplar por
MARCOMBO, S. A.
Gran Via de les Corts Catalanes, 594
08007 Barcelona (España)

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 público, así como la exportación e importación de esos ejemplares para su distribución en venta, fuera del ámbito de la Unión europea.

Depósito Legal: SE-3483-2003
ISBN: 84-267-1344-0
Impreso por Publicaciones Digitales, S.A.
www.publidisa.com - (+34) 95.458.34.25 (Sevilla)
Impreso en España
Printed in Spain

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

Amigo lector:

La obra que usted tiene en sus manos posee un gran valor. En ella, su autor, ha vertido conocimientos, experiencia y mucho trabajo. El editor ha procurado una presentación digna de su contenido y está poniendo todo su empeño y recursos para que sea ampliamente difundida, a través de su red de comercialización.

Usted puede obtener fotocopias de las páginas del libro para su uso personal. Pero desconfíe y rehúse cualquier ejemplar "pirata" o fotocopia ilegal del mismo porque, de lo contrario, contribuiría al lucro de quienes, consciente o inconscientemente, se aprovechan ilegítimamente del esfuerzo del autor y del editor.

La reprografía indiscriminada y la piratería editorial, no solamente son prácticas ilegales, sino que atentan contra la creatividad y contra la difusión de la cultura.

**PROMUEVA LA CREATIVIDAD
RESPETE EL DERECHO DE AUTOR**

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

Apéndice

Soluciones de los problemas

En este apéndice se presentan las soluciones de los problemas planteados al final de cada capítulo. Dado que en muchos de los problemas no hay realmente una única solución válida, se advierte al lector que las respuestas que se presentan aquí corresponden a una de las muchas posibles soluciones. Para guiar un poco a quienes tengan más dudas, y para que cada uno pueda juzgar por su cuenta la validez de las distintas soluciones, en algunos casos se exponen someramente las consideraciones adicionales que han llevado a la solución que se ofrece.

CAPÍTULO 1

1. Primer caso: para lecturas menores de $1/5$ del fondo de escala, es más exacto el primero.

Segundo caso: para las lecturas mayores de $0,6$ del fondo de escala del primero, es más exacto el segundo.

2. Todas son incorrectas, salvo $20,5 \pm 1\%$.

3. $\tau = 0,52$ ms. Debería elegirse un sensor con poquísima masa.

4. Es un sistema de paso bajo de segundo orden con sensibilidad $1/\rho g$; $\omega_n = (2g/L)^{1/2}$; $\rho = R/(2g) (2g/L)^{1/2}$, siendo: g la aceleración de la gravedad, L la longitud total de la columna de líquido, R su coeficiente de rozamiento con la pared del tubo, ρ su densidad.

5. En un sistema vibrante, $x = k \sin \omega t$, dx/dt (máx.) = $k\omega$, d^2x/dt^2 (máx.) = $k\omega^2$. Para conocer la aceleración puede medirse, pues, distancia y frecuencia, o también velocidad y frecuencia ($a = v\omega$). En el primer caso, el error debido al frecuencímetro y a la diferencia entre la frecuencia seleccionada para la mesa y la frecuencia real tiene una importancia doble. No obstante, es muy probable que el medidor de velocidad tenga una inexactitud muy superior a la del medidor de distancia, con lo que sale más a cuenta el primer método.

6. a) Error relativo $0,04\%$.

b) Número de bits $> 11,28 = 12$.

c) La tensión de salida será $k_n \omega^2 r \cos \alpha + k_t \omega^2 r \sin \alpha$, donde k_n es la sensibilidad

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

Ramón Pallás Areny

Doctor Ingeniero Industrial

Universitat Politècnica de Catalunya

SENSORES Y ACONDICIONADORES DE SEÑAL



marcombo
BOIXAREU EDITORES

BARCELONA

This One



MZ2DC-R07-UJ9T derechos de autor

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

nominal y k_t es la sensibilidad transversal. La sensibilidad calculada, k , será el cociente de la tensión de salida y $\omega^2 r$. El error relativo será $(k_n - k)/k_n$. Precisión en el posicionamiento angular: $\approx 3,5^\circ$.

CAPÍTULO 2

1. Si se supone que la capacidad de disipación de energía es constante a lo largo de todo el potenciómetro, el punto crítico es el inmediato al extremo superior, ya que toda la corriente que antes pasaba por el potenciómetro y por el dispositivo de lectura pasa entonces por la zona entre el extremo superior y el cursor. Tensión de alimentación máxima: 42,6 V.

2. a) Tensión de alimentación máxima: 7,2 V.

b) Salida: 81 μ V.

c) El cambio porcentual de resistencia debido a la temperatura será, $y = [\alpha_R + \alpha_t (3C - 1) + K (\alpha_s - \alpha_t)] \Delta T$. Deformación: 1700 $\mu\epsilon$. Esfuerzo ficticio: unos 356 MPa. Salida: 2,12 mV.

d) Resistencia calibración: 184,5 k Ω .

e) Ahora la compensación de temperatura no será estricta por ser diferentes los coeficientes de sensibilidad de cada galga. Para una galga se tendrá $y_1 = [\alpha_R + \alpha_t (3C - 1) + K_1 (\alpha_s - \alpha_t)] \Delta T$, y para la otra $y_4 = [\alpha_R + \alpha_t (3C - 1) + K_4 (\alpha_s - \alpha_t)] \Delta T$. Si $K_1 = 2,04$ y $K_4 = 1,96$, el error relativo, respecto al caso $K_1 = K_4$, es $1,26 \times 10^5 \Delta T / \sigma$.

3. a) Hay que poner una galga en cada cara: dos en dirección vertical conectadas en brazos opuestos del puente, y dos en dirección transversal conectadas en los otros dos brazos opuestos.

b) La sensibilidad máxima es $1,3 \times K \times e_g / 8 \times E \times S$, donde: K es el factor de sensibilidad de la galga, e_g la tensión máxima de alimentación (determinada por la disipación de la galga), E es el módulo de Young y S la sección transversal mínima de la célula de carga (determinada por las dimensiones de la galga que hay que pegar en ella). Resultados: constantan, 31,6 μ V/kg; nichrome V, 2,1 μ V/kg; silicio, 670 μ V/kg.

c) El peso máximo medible viene fijado por la máxima deformación de la galga y por la carga límite del acero. En este caso, éste es el factor dominante. Si se descuenta el peso de la propia plataforma, el peso máximo medible es: constantan, 202 kg; nichrome V, 771 kg; silicio, 1126 kg.

d) Tomando como caso más desfavorable que dos galgas tengan la resistencia máxima y otras dos la mínima, el error en peso resultante es: constantan, 475 kg; nichrome, 714 kg; silicio, 205 kg.

4. La combinación paralelo de termistor y resistencia fija no tiene un coeficiente de temperatura constante y, por lo tanto, no es posible una compensación perfecta. Habrá que conformarse con una aproximación: que el punto de inflexión de la combinación paralelo esté en el centro del margen de compensación, y que en este punto la derivada de la resistencia total (incluido el galvanómetro) con respecto a la temperatura sea cero. Resultado: $R_p = 526 \Omega$ y $R_T (20^\circ\text{C}) = 707 \Omega$.

5. a) $R_3/R_4 = 0,574$.

b) Habrá que procurar que el medidor no cargue. La resistencia de la parte inferior de la sonda vale 9930 Ω a 30°C y 7822 Ω a 40°C. Luego para que R_3 y R_4 no sean demasiado grandes (habría carga) ni demasiado pequeñas (el consumo sería elevado), se pueden elegir del orden de 5 k Ω .

6. Se plantean tres ecuaciones con tres incógnitas y da: $R_s = 17,8 \text{ k}\Omega$, $R_p = 27,13 \text{ k}\Omega$ y $R_s = 16,43 \text{ k}\Omega$.

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

**SENSORES Y
ACONDICIONADORES
DE SEÑAL**

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

7. Si la sensibilidad del sensor es $K_0 [1 + \alpha (T - T_0)]$, idealmente interesaría que la ganancia del amplificador fuera $G_0/[1 + \alpha (T - T_0)]$ y esto lleva a

$$\frac{R_6}{R_5} \frac{R_e}{R_1} - \frac{R_6}{R_4} = \frac{G_0}{1 + \alpha (T - T_0)}$$

donde $R_e = R_T \parallel R_2 + R_3$. Como esta igualdad no se puede lograr porque R_e varía de forma no lineal, hay que poner otros criterios. Se puede hacer que a 20°C las pendientes del sensor y amplificador sean iguales en módulo, pero con signo opuesto, y fijar el valor de la ganancia a dicha temperatura. Queda así

$$-\frac{R_6 R_2^2}{R_5 R_1} \frac{B}{T_0^2} \frac{R_0}{(R_2 + R_0)^2} = -\alpha G_0$$

$$G_0 = \frac{R_6}{R_5} \frac{1}{R_1} \left(\frac{R_2 R_0}{R_2 + R_0} + R_3 \right) - \frac{R_6}{R_4}$$

Las resistencias se deben elegir entonces de forma que cumplan estas relaciones. Si además se tiene en cuenta la disipación del termistor, como está atacado por una corriente que no depende de su resistencia se demuestra que su máxima disipación se produce cuando tiene una resistencia igual a R_2 . Por consiguiente, esta resistencia hay que elegirla igual a la mínima que presente el termistor.

8. a) $R = R_{T_0} (B - 2T_0)/2T_0$.
b) La respuesta idealizada es

$$V(T) - V_0 = [dV(T)/dT] [T - T_0]$$

Cuando la temperatura a medir sea T_m , se detectará una tensión $V(T_m)$, y se dará una respuesta T_r

$$T_r = [V(T_m) - V_0]/[dV/dT]_{T_0} + T_0$$

El error relativo será $1 - T_r/T_m$, y por inspección se ve que su máximo se producirá previsiblemente hacia los extremos del margen de medida. Con los valores dados, a 220°C se daría como respuesta 206°C y a -20°C, +18°C. El error es máximo en este extremo.

CAPÍTULO 3

1. Para calcular el error mínimo conviene hacerlo mediante un pequeño programa. Si la resistencia de carga es más de diez veces la nominal del potenciómetro, el error es del orden de $0,15/k$. Se elegiría el de 600 Ω , con alimentación máxima de 51 V. Sensibilidad: 141,6 mV/°.

2. Llamando $k = R_m/R_n$ (carga/potenciómetro) y $c = R/R_n$ (resistencia serie/potenciómetro), el error máximo es para $x = (1 - c)/2$ y vale $(c + 1)/(4k + c + 1)$.

3. a) El error relativo máximo se tiene para x máxima y es del 4,76 %.

b) La resistencia adyacente al sensor, pero en la otra rama, debe ser de 1000 Ω ; las otras dos deben ser iguales entre sí y mayores de 8900 Ω .

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

This page wasn't downloaded by GBD

c) La máxima disipación del sensor se demuestra que se produce en este puente cuando su resistencia es máxima. La tensión de alimentación aceptable es 47,7 V. Sensibilidad: 43 mV/N.

d) Cuando $k = 1$, la sensibilidad máxima es de 25 mV/N. Es menor porque sólo se puede alimentar a 10 V.

4. a) $G = 20$.

b) La señal en modo común del puente (5 V) produce una señal en modo diferencial y otra en modo común a la entrada del amplificador. La primera viene afectada por la ganancia en modo diferencial y la segunda por la ganancia en modo común. Para $R_T = 1100 \Omega$, las dos ramas del puente tienen un desequilibrio de 24Ω , y la señal es de 238 mV. La ganancia en modo común es 0,0006. El error relativo, considerando que R será muy grande, es $\approx 0,00063 + 504/R$. Si R es infinita entonces queda aún el efecto de la ganancia en modo común, con lo que el error sería pequeño pero no nulo.

5. La tensión en modo común es de 200 mV y dará un error constante. Para que sea diez veces menor del 0,2%, la ganancia en modo común no debe exceder de 0,005. El CMRR debe ser al menos 88 dB, y la resistencia de entrada en modo común mayor de unos 470 k Ω .

6. Hay que elegir las resistencias y el punto donde se desea que el puente esté en equilibrio, de acuerdo con la linealidad deseada. La tensión de alimentación del puente hay que elegirla alta para tener alta sensibilidad, pero evitando el autocalentamiento. Cerca de la salida nula será imposible tener un error relativo menor del 1% porque siempre hay un cierto error absoluto por autocalentamiento. Habrá que conformarse con una cota, por ejemplo, que sea diez veces menor que el error por falta de linealidad. Si se elige que la salida sea cero a 0 °C, la relación entre resistencias del puente debe ser mayor de 43,44. La máxima disipación se produce en este caso cuando el sensor alcanza su valor máximo. La tensión de alimentación no debe pasar de unos 25 V.

7. La salida resulta ser no lineal. Como hay dos resistencias para elegir, se pueden imponer dos condiciones. Por ejemplo, un punto de paso y la pendiente en él. Como punto de paso se puede tomar que en el centro del margen de temperaturas la tensión de salida esté también en el centro de su margen. El margen de tensiones de salida no puede alcanzar los + 12 V ni los 0 V ya que el AO no lo permite. Ahora bien, como la curva de salida real queda por debajo de la recta teórica, se puede probar un margen de salida de + 2 a + 12 V, y ver luego si los valores reales son factibles. Se obtiene: $R = 3829 \Omega$ y $R_2 = 246 \Omega$. La salida a - 10°C sería 0,38 V y a + 50°C, 11,25 V. Si el AO no permite estos valores, habría que reconsiderar el margen, por ejemplo, de 2,5 V a 11,5 V.

8. La tensión de salida no es proporcional a la temperatura. Si como criterio de diseño se toma que a 0°C le correspondan 0 V y a + 40°C le correspondan + 12 V, se tienen dos condiciones. R_1 viene limitada por la corriente máxima en la PTC. V_C se puede elegir de 28 V.

a) Imponiendo además que la relación entre resistencias en el equilibrio sea 1, resulta: $R_1 = R_2 = 27 \text{ k}\Omega$, $R = 33.917 \Omega$, $R_3 = 1707 \Omega$.

b) Si se toma como respuesta teórica la recta $V_s = 0,3 T$, el error máximo se produce a 22,4°C, que es precisamente la temperatura donde la sensibilidad real coincide con la teórica.

10. a) Si las resistencias del amplificador cumplen $R_2/R_1 = R_3/R_4 = k$, la tensión de salida será $V_o = 4 (R_3/R_4) V_{ex}/(1 - x^2)$. La disipación máxima en cada galga se produce cuando alcanza su valor máximo, y esto limita la caída de tensión en la galga y la tensión de alimentación a unos 9 V. Deberá cumplirse $R_3/R_4 = 13,88$.

b) Cuando la salida es 10 V, la variación de las galgas no ha sido de 0,02 sino 0,020008. Error de linealidad = 4×10^{-4} .

This page wasn't downloaded by GBD

$$V_s = -V_0 \frac{k+1}{k} \frac{R}{R_1} \frac{C_a}{\epsilon A} 2x$$

3. Cerca del equilibrio (y cuando R_d es muy alta), por el primario del transformador de salida no circula corriente, y entonces la sensibilidad de v_2 a R_T es $S = v_1 R / (R + R_T)^2$. Si la potencia máxima en el termistor está limitada a P , la sensibilidad queda $S = PR / v_1 R_T$. Para tener en cuenta que R_d es finita, basta sustituir en la expresión anterior R por $R \parallel R_d k_2^2$. Queda finalmente

$$S = \frac{k_1}{k_2} \frac{P}{VR_T} \frac{RR_d k_2^2}{R + R_d k_2^2}$$

4. La tensión de salida del amplificador del puente es $V_b = V_o [R_4 - R_2 Z_3 / Z_1] / (Z_3 + R_4)$. Partiendo de aquí se obtiene la condición de equilibrio, $R_3 = 1/\omega^2 R_{10} C_{10} C_3$; $C_3 = (R_2/R_4) (C_{10} + 1/R_{10}^2 C_{10} \omega^2)$. Diferenciando V_b se obtiene $dV_b = |V'| |Y_1| L \alpha + \theta + \pi$, donde $V' = -V_o R_2 / (R_4 Y_3 + 1) = |v'| L \theta + \pi$. La salida del comparador será $V_{sat} L \theta$. $V_1 = -V_{sat} G$; $V_2 = V_{sat} B$, donde V_{sat} es la tensión de saturación del AO conectado como comparador (suponiendo que no quede modificada por el detector de fase), G es la conductancia y B la susceptancia del sensor.

5. Los circuitos con los AO A_2 y A_3 son fuentes de corriente cuyo valor se puede controlar mediante un par de resistencias iguales, y que atacan al sensor con una corriente constante I_o . A_3 compensa la caída de tensión a la temperatura en que se desea salida nula. Relaciones: $R_{10} = R_{11} = R_5 = R_6$; $R_8 = R_9 = R_3 = R_7$; $R_0 / R_3 = R_2 / R_1$.

CAPÍTULO 6

1. Suponiendo constante la sensibilidad en el margen de variación de las uniones de referencia, basta que se cumpla $2T_1 = T_2$. De este modo se logra simular una temperatura de referencia de 0°C sin necesidad de hielo fundente.

2. a) Si se mide la diferencia de tensión entre los dos termopares (voltímetro entre los dos terminales «hierro», con los terminales «constantan» unidos), la aplicación de las leyes de los termopares permite deducir que la temperatura ambiente no influye. Para una diferencia de 80°C , la indicación es de 4,535 mV (consultando tablas completas del termopar).

b) No influye (primera ley).

c) Se desea que la salida del puente sea igual pero con signo opuesto a la del termopar en el margen de temperaturas ambiente. Debe ser $R = R_T (0^\circ\text{C})$, ya que a esta temperatura no hace falta compensación por ser la de referencia de los termopares. El otro criterio puede ser que a 20°C (centro del margen de compensación) se tenga una compensación exacta, o que a dicha temperatura la sensibilidad del puente sea igual a la sensibilidad media del termopar. En el primer caso se obtiene $k \approx 104$; en el segundo, $k \approx 103$. Tomando $k = 103,5$, a 30°C el error es de $0,047^\circ\text{C}$.

3. La tensión de salida depende de T , de la temperatura ambiente (a través de la unión de referencia y del AD592), y tiene un término constante debido a la tensión de referencia. La sensibilidad deseada fija una relación entre R_1 , R_2 y R_3 . La compensación de la unión de referencia fija otra relación, y la salida nula a 0°C fija otra relación. $R_1 = 36.630 \Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ y $R_3 = 51,8 \Omega$.

4. La impedancia del medidor es tan grande que puede considerarse el dispositivo en circuito abierto. La tensión de salida es la que se obtiene en condiciones estáticas, pero teniendo en cuenta el efecto de división de tensión entre la impedancia del sensor y la del medidor. Así, los 9 mV en los terminales del sensor se reducen a unos 1,5 mV. La deformación es de unos 2,22 pm.

5. a) 40 kV/cm.
- b) 8889 V/cm.
- c) 1076 Hz.
- d) 47,5 nF.
- e) 83,3 V/cm.

CAPÍTULO 7

1. a) Debe ser $R_1 = R_2 \parallel R_3$. En R_2 se incluye la resistencia equivalente vista desde el cursor del potenciómetro hacia la izquierda. Para garantizar que esta resistencia fuera pequeña, convendría añadir una resistencia de bajo valor respecto a R_2 , entre el cursor del potenciómetro y masa.

b) Supuesto ideal el AO, la salida es $V_s = I_e R_1 (1 + R_3/R_2)$. Deberá ser, pues, $400 = 1 + R_3/R_2$. Pero en la banda de interés influyen tanto la ganancia finita (A) del AO como la impedancia del sensor y la de entrada en modo común del AO. La salida real es $V_s = I_e Z_e A [1 + AR_2/(R_2 + R_3)] \approx (200/\sqrt{2}) I_e [R_1 \parallel (C_T + C_{mc})^{-1} \omega^{-1}]$.

2. a) La tensión de salida es $V_s = -I [R_2 + R(1 + R_2/R_1)]$. Si se toma $R = 10 \text{ M}\Omega$, deberá cumplirse $R_2/R_1 = 9$.

b) La tensión de desequilibrio y la caída de la corriente de polarización en la resistencia de salida del sensor, así como sus derivas respectivas, quedan amplificadas por 10.

c) Impedancia entrada $\approx R(1 + R_2/R_1)/A$, siendo A la ganancia en lazo abierto del AO.

3. En condiciones ideales bastaría un condensador de 10 pF en el amplificador de carga y la respuesta frecuencial sería además plana. Pero hay que añadir una resistencia R_0 de polarización, y hay que tener en cuenta las resistencias y capacidades propias del sensor y del cable, así como la ganancia finita del AO (A). La respuesta final es paso alto, con frecuencia de corte de $1/[2\pi R_E (C_0 + C/A)]$, donde $R_E = AR_T \parallel R_0$, $R_T = R_{\text{cable}} \parallel R_{\text{sensor}}$, $C_T = C_{\text{cable}} + C_{\text{sensor}}$. Una $R_0 = 15,95 \text{ G}\Omega$ daría una frecuencia de corte de 1 Hz, por lo que debería ser mayor. Esto significa que hay que elegir un AO con corriente de polarización muy pequeña, y que probablemente polarizaría a través de la resistencia del propio sensor. La tensión de ruido a la salida será la raíz cuadrada de la suma cuadrática de $E_n(1 + R_0/R_T)$ e $I_n R_0$, donde E_n e I_n son la tensión y corriente de ruido del AO. Multiplicando el resultado por C_0 , se obtiene el ruido de «carga» equivalente a la entrada.

4. El puente dará una salida proporcional a la deformación y presentará una resistencia de 60Ω en cada una de las dos ramas de su circuito equivalente. La tensión de alimentación máxima admisible para el puente es de 6 V. Como la señal del puente es muy pequeña, el AI deberá tener una ganancia muy alta, por ejemplo, 1000. Como la resistencia de la fuente de señal es muy pequeña, las corrientes de ruido apenas contribuyen a la salida. La tensión de ruido está especificada de dos formas distintas: como valor pico a pico de 0,1 a 10 Hz y como densidad espectral, en valor eficaz, a 1000 Hz; para una ganancia de 1000, de 10 Hz a 1000 Hz se puede suponer que la densidad espectral de ruido será constante. Por ser una señal aleatoria, el ruido en distintas bandas está incorrelado, de forma que el ruido total se obtendrá mediante suma cuadrática. Si se toma 6,6 como factor para convertir valores pico a pico en valores eficaces, el ruido total es de 130 nV. Si la resolución viene determinada por este ruido, será de unos 2200 Pa.

5. La banda pasante es de 0,15 a 97 Hz, y en ella la ganancia es de unos 200. El caso más desfavorable será cuando la fuente de señal tenga una impedancia mucho mayor de 330 k Ω , pues si fuera mucho menor algunas fuentes de ruido verían reducida su contribución. El ruido total equivalente a la entrada es de unos 17 μ Vp-p.

CAPÍTULO 8

1. Depende del máximo tiempo de puerta disponible en ambos casos. Si sólo se dispone de divisores de frecuencia para el reloj del contador, y hay 6 (1 s de tiempo máximo de medida de frecuencia), entonces por debajo de 60.000 r/min (1000 Hz) es mejor medir periodo que medir frecuencia, pues se obtendrá mayor resolución.

2. 28,248 MHz y 10 s.

3. El cambio de temperatura ha sido de 11°C y el factor de corrección es 66 μ ϵ .

CAPÍTULO 9

1. Si por ejemplo $R_1 = 2 R_2$, la ganancia del amplificador de instrumentación debe ser 16,74. Por lo tanto, $R_6/R_5 = R_3/R_4 = 16,74 - 1$. Se puede elegir $R_5 = R_4 = 1$ k Ω , y $R_6 = R_3 = 15,8$ k Ω , todas del 0,1% para tener buen CMRR (72 dB mínimo con esta tolerancia y ganancia diferencial). $R_1 = 100$ k Ω impondrá unos niveles de corriente aceptables.

2. Debe cumplirse $V_P = 273 R_b \times 10^{-6}$ y $R_a \parallel R_b = 52 \Omega$. V_B puede elegirse libremente dentro del margen de valores aceptados por el convertidor temperatura-corriente. Interesa que R_b sea pequeña (< 10 k Ω) para que el voltímetro no cargue, y que V_P sea pequeña para que por R_a no circule corriente alta. Si $V_P = 1,35$ V (pila de mercurio), debe ser $R_b = 4945 \Omega$ y $R_a = 52,55 \Omega$.

3. Hay que tener en cuenta que el circuito de ajuste del nivel de tensión de referencia en el AO tiene una resistencia equivalente de salida finita, que depende del punto de ajuste. Se obtiene $R = 52 \Omega$ y $R_g = 303$ k Ω . El nivel de tensión a compensar mediante el potenciómetro es de 14,272 mV; por lo tanto, la resistencia desde el cursor a masa será de 628 Ω . La tensión de desequilibrio y las corrientes de polarización producen unos 29,4 mV a la salida. Se pueden compensar con el potenciómetro, pero modifica la ganancia, por lo que habría que reajustar R_g .

4. $G = 185,2$.

5. $v_s = (1 + R_2/R_1) (kT/q) \ln (1 + I_P/I_0)$, siendo I_P la fotocorriente e I_0 la corriente de saturación inversa. La tensión de desequilibrio aparece a la salida multiplicada por $1 + R_2/R_1$ y la corriente de polarización se suma a I_P .

CAPÍTULO 10

1. En la figura 10.2, la posición más cómoda para una sonda es la de R_2 porque tiene un terminal a masa. Se obtiene $f(-40) = 333$ Hz, $f(85) = 4275$ Hz. Para tener 1 kHz a 0°C, debe cumplirse $R_1 C^2 = 1,84 \times 10^{-12}$. Si elegimos $R_1 = 10$ k Ω , debe ser $C \approx 13,6$ nF. Podemos tomar $R_3 = R_1$, $R_4' = 21$ k Ω y $R_4'' = 210$ k Ω .

2. La salida del 555 estará en nivel alto durante un tiempo $T_a = 0,685 (R_1 + R_2) C = 0,685 (2R_o) C$, y en nivel bajo durante un tiempo $T_b = 0,685 R_o (1 - x) C$. Cuando está en nivel alto, el contador avanza según $f/2$, mientras que cuando está en nivel bajo, el

This page wasn't downloaded by GBD

Índice alfabético

A

aceleración, medidas de, [26-27](#), [67](#), [193](#), [378](#)
— sensores de, [415](#), [425-426](#)
acelerómetro, [27](#), [51](#), [181](#), [185](#), [201](#), [298](#), [337-339](#), [446](#)
acondicionador de señal, definición, [4](#)
acoplamiento capacitivo, [152-158](#)
— inductivo, [158-161](#), [458](#)
— resistivo, [151-152](#)
actuador, definición, [3](#)
ADFET, [399](#)
aislantes, [91](#)
alcoholes, detectores de, [94](#), [418](#)
amplificador coherente, [248](#)
— compuesto, [324-325](#)
— de aislamiento, [137](#), [167-169](#)
— de alterna, [240-243](#), [251](#)
— de carga, [234](#), [294](#), [337-341](#), [398](#)
— de entrada flotante, [167](#)
— de instrumentación, [137](#), [142-150](#), [168](#), [242-243](#), [286](#), [325-327](#), [349-351](#)
— de muestreo y retención, [258-259](#), [261](#), [324](#)
— de portadora, [189](#), [247-248](#), [259-260](#), [349](#)
— de transimpedancia, [327-330](#), [393](#), [398](#)
— diferencial, [137-142](#), [151-152](#), [240](#), [384](#)
— electrométrico, [294](#), [327-337](#)
— inversor, [240](#), [315-316](#), [336](#)
— lock-in, [248](#)
— no inversor, [241](#), [316](#), [336](#)
— troceador (chopper), [322-324](#), [332](#), [344](#), [349](#)
amplitud de resonancia, [26](#)
análisis químico, [181](#), [309-310](#), [415-416](#), [418](#)
analizador IR, [304](#)
anemometría, [71-72](#)
ángulos, medida de, [204](#), [208](#), [209](#)
antideslumbramiento, [406-407](#)
apantallamiento, [156-158](#), [176](#), [233](#), [234](#), [239](#), [339](#), [362](#), [399](#)
aproximaciones sucesivas, [269](#)
AsGa, [45](#), [49](#), [51](#), [226](#)
autocalentamiento, [55](#), [65](#), [69](#), [76](#), [77](#), [78](#), [80](#), [100](#), [121](#), [127](#), [226](#), [277](#), [430](#)

automóviles, [71](#), [80](#), [93-94](#), [191](#), [194](#), [216](#), [218](#), [310](#), [353](#)

B

bandas de energía, [44](#)
bimetal, [30-31](#)
biosensores, [46](#), [417-418](#)
blindaje, [156](#), [163-167](#), [236](#), [243-245](#)
bolómetro, [304](#)
bucle 4-20 mA, [458-460](#)
buses de campo (field bus), [461-462](#)

C

cable triaxial, [338](#)
cables de compensación, [283](#)
calibración de un puente, [123-124](#)
— estática, [12](#), [16](#), [17-18](#)
campo magnético, medida de, [87](#), [218](#), [227](#)
cápsula, [35](#), [59](#), [202](#)
captador, [3](#)
características dinámicas, [18-28](#)
— estáticas, [12-18](#)
carbón, [71](#)
caudal, medidas de, [76](#), [80](#), [82](#), [378](#)
— sensores de, [35-40](#), [67](#)
caudalímetro, [35-40](#)
— de obstrucción, [37-39](#)
— de turbina, [40](#)
— de vórtices, [379-380](#)
— electromagnético, [223-224](#)
— ultrasónico, [410-412](#)
CCD, [395](#), [401-408](#)
célula de carga, [67](#), [129](#), [202](#), [216](#), [325](#)
— de ionización, [327](#)
— fotoeléctrica, [307](#), [327](#), [382](#), [388](#)
cerámicas, [44](#), [46](#), [93](#), [292-293](#), [301](#)
cilindro vibrante, [375-376](#)
— de retardo, [77](#), [82](#)
clase de precisión, [13](#)
CMRR, [140-142](#), [144-147](#), [152](#), [167](#), [322](#), [326](#)
codificador absoluto, [366-370](#)
— capacitivo, [362](#)

codificador de contacto, [362](#)
 — de franjas de interferencia, [363](#)
 — de posición, [359-370](#), [395](#)
 — digital, [203](#), [359-370](#)
 — incremental, [360-366](#), [455-456](#)
 — óptico, [362-363](#)
 código Gray, [368](#)
 — pseudoaleatorio, [369](#)
 coeficiente de acoplamiento electromecánico, [290](#), [291](#)
 — de actividad, [308](#), [309](#)
 coeficiente de amortiguamiento, [23](#)
 — de descarga, [38](#)
 — de disipación, [69](#), [76](#), [78](#), [120](#)
 — de Peltier, [275](#)
 — de Poisson, [61](#), [409](#)
 — de reflexión, [409-410](#)
 — de temperatura, [57](#), [68](#), [80](#), [181](#), [354](#)
 — de transmisión, [409-410](#)
 — piezoeléctrico de carga, [290](#)
 — — de esfuerzo, [290](#)
 — — de tensión, [290](#)
 — piroeléctrico, [300](#)
 — Seebeck, [50](#), [274](#)
 — Thompson, [276](#)
 color, sensores de, [390](#)
 colorímetros, [307](#)
 comparador de fase, [257-258](#)
 compensación de interferencias, [125-126](#), [131](#)
 composición, medidas de, [76](#)
 condensador diferencial, [178](#), [183-187](#)
 — flotante, [137](#), [150](#), [256-257](#)
 — variable, [45](#), [173-183](#)
 condensadores conmutados, [261](#)
 conductividad eléctrica, [45](#), [88](#), [176](#), [445](#)
 — superficial, [92](#)
 — volumétrica, [92-93](#)
 conductores electrónicos, [45](#)
 — iónicos, [45](#)
 conexión Kelvin, [135-136](#)
 conformidad, [55](#)
 constante de Bridgman, [62](#)
 — de Stefan-Boltzmann, [302-303](#)
 — de tiempo, [20](#), [89](#)
 — — térmica, [77](#)
 — piezoeléctrica, [290](#), [291](#)
 control de brillo, [91](#)
 — de potencia, [77](#)
 conversión tensión-frecuencia, [441-443](#)
 convertidor carga-tensión, [337](#)
 — corriente-tensión, [327-330](#)
 — de muestreo, [269](#)
 — de valor eficaz, [245-246](#)
 — digital-resolver, [266-267](#)
 — fuerza-corriente, [10](#)
 — resolver-digital, [267-269](#)

convertidor seguidor, [267-268](#)
 — sincro-resolver, [263-266](#)
 corriente de desequilibrio, [315-322](#), [340](#)
 corrientes de Foucault, [192-194](#), [199](#), [233](#)
 cuarto de puente, [129](#)
 cuarzo, [45](#), [49](#), [51](#), [292](#), [370-374](#), [378](#)
 cuerpo negro, [302](#)
 curva de calibración, [12](#), [14](#)

D

deformación, medidas de, [66](#), [181](#), [375](#)
 demodulación síncrona o coherente, [136](#), [248-252](#), [348-349](#)
 demodulador de fase, [136](#)
 densidad, medidas de, [375-376](#), [413](#)
 derivas, [14](#)
 desacoplamiento, [242](#)
 desmagnetización automática, [82](#)
 desplazamiento, medidas de, [26-27](#), [59](#), [87](#), [178](#), [179](#), [180](#), [185](#), [199](#), [227-228](#), [296](#), [360-370](#)
 — sensores de, [190](#)
 detección de incendios, [32](#), [91](#), [304](#), [307](#)
 — homodina, [252](#)
 detector con implantación iónica, [397](#)
 — conmutado, [253](#)
 — de barrera de superficie, [397](#)
 — de CO₂, [304](#)
 — de fase, [252-259](#), [268](#)
 — de polaridad, [114](#)
 — de unión difusa, [397](#)
 — de valor absoluto, [247](#)
 — — de pico, [247](#)
 diafragma, [32-35](#), [52](#), [66](#), [181](#), [191](#), [202](#), [374](#)
 dieléctricos, [45](#)
 disco magnético, [364](#), [369](#)
 distancia, medidas de, [395](#)
 divisor de tensión, [102-103](#), [234-235](#), [247](#)
 doble T, [262-263](#)
 dominio analógico, [5](#)
 — de datos, [4](#)
 — digital, [5](#)
 — temporal, [5](#)
 dominios magnéticos, [47](#), [215](#), [216](#)

E

ecuación de Nernst, [308](#)
 — de Sauerbrey, [372](#)
 — de Steinhart y Hart, [74](#)
 ecuaciones piezoeléctricas, [289](#)
 edificios, [71](#), [304](#)
 efecto Doppler, [410](#)

efecto fotoeléctrico, 88, 305
 — fotovoltaico, 305-306, 389
 — Hall, 86, 87, 215, 224-225, 362, 388
 — Joule, 275
 — magnetorresistivo, 86
 — Peltier, 274-275
 — — inverso, 90, 278, 285
 — piezoeléctrico, 288-292, 337
 — piezorresistivo, 60-61, 62, 67, 225
 — piroeléctrico, 299-301, 340
 — Sagnac, 416-417
 — Seebeck, 273-274, 276, 285, 382
 — Villari, 214
 — Wiegand, 216, 362
 efectos de bordes, 175-176
 — termoeléctricos, 136, 224, 273-277, 323
 elastómeros, 46, 65
 electrodo de pH, 309, 335
 electrodomésticos, 71
 electrodos, 45, 58, 92, 93, 176, 223, 226, 299, 307-310, 376-377, 401
 — de gases, 309
 electrómetro, 327, 337
 — logarítmico, 330-332
 emisividad, 302
 enlace covalente, 43
 — de Van der Waals, 43
 — iónico, 43
 — metálico, 43
 — molecular, 43
 entrada opuesta, 11, 64, 427
 error absoluto, 12
 — aleatorio, 17
 — de linealidad, 127
 — dinámico, 18, 21, 24, 25
 — por carga, 28, 29, 106
 — relativo, 13
 — sistemático, 16-17, 18
 espectrofotómetro, 307
 espesor, medidas de, 181, 191-192, 193, 395, 413
 estabilidad, 179
 exactitud, 12
 exposición, 306

F

facsímil, 395, 408
 factor de calidad, Q , 233
 — de cresta, 245
 — de escala, 14
 — de sensibilidad, 62, 66
 ferritas, 46, 47
 ferroelectricidad, 288
 ferrosilicio, 47

fibras ópticas, 414-417
 fidelidad, 13
 figuras de Moiré, 363
 filtrado, 11
 filtro, 11
 FIP, 463
 flujo laminar, 36
 — sensores de, 35-40, 218
 — turbulento, 36
 — viscoso, 36
 formato resolver, 264
 — sincro, 264
 fotoconductor, 88-91, 301, 307
 fotocopiadoras, 364, 395, 408
 fotodetector, 28, 39, 362, 365, 415, 417
 fotodiodo, 388-396, 446
 fotómetros de llama, 307
 fotorresistencia, 88-91
 fototransistor, 362, 396
 frecuencia de resonancia, 26
 frecuencia natural, 23
 frecuencia natural amortiguada, 25
 fuelle, 35, 59, 202, 374
 fuerza de Lorentz, 225
 fuerza, medidas de, 2, 9, 181, 191, 295, 296, 297, 375
 — sensores de, 42, 67, 216, 373-374, 416
 — termoelectromotriz, 65, 238, 273-274, 284, 323-324
 fugas de líquidos, detección de, 298-299, 416
 función de modulación de transferencia, 406

G

galga acústica, 374-375
 — autocompensada, 64
 — de manganina, 68
 — extensométrica, 9-10, 28, 35, 60-68, 69, 70, 71, 100, 119, 128-129, 131, 136, 169, 181, 238, 326, 382, 426, 441, 443-445, 446
 — pasiva, 64, 67
 — semiconductora, 64, 65
 gases, sensores de, 46, 50, 80, 92-95, 327, 373, 378-379, 399
 GASFET, 399
 generador rotativo de impulsos, 364
 germanio, 71, 90, 278, 306, 382
 giróscopo, 416-417
 guarda activa, 233, 244-245
 guardas, 175-176, 336

H

heladas, detección de, 126
 hidrófono piezoeléctrico, 338

hidrógeno, sensores de, 399
 higrómetro capacitivo, 91, 175, 446
 — resistivo, 91-92, 238
 hilo Wiegand, 218
 hilos de conexión, 109-111
 histéresis, 16, 47
 humedad, 91, 176, 190, 336
 — absoluta, 91
 — medidas de, 91-92, 181
 — relativa, 91
 — sensores de, 45, 46, 49, 50, 175, 372
 humistor, 91

I

ignición de gases, 297
 iluminación, control de, 395
 imagen, sensores de, 404, 407-408
 impedancia acústica, 409
 — de entrada, 29
 impresoras, 364
 IMRR, 167-168
 inclinación, medidas de, 57-58, 181, 201
 índice de clase, 13
 — de ruido, 355-356
 Inductosyn, 212-214, 362
 ingeniería experimental, 1
 inmunosensores, 419
 insensibilidad intrínseca, 10, 65
 integrador, 261, 334-335
 interfase, 4
 interferencias, 9, 136, 150-169, 204, 235, 239, 242, 250, 273, 297, 335, 367, 379, 397, 399, 412, 425, 454-455, 457
 interferencias capacitivas, 176, 459
 — magnéticas, 158, 188, 191
 — piezoeléctricas, 176
 — térmicas, 198, 226, 236
 interpolación, 15
 ISE, 307-310
 ISFET, 50, 400

L

lambda, sensores de, 94
 LDR, 88-91, 362, 382
 ley de Hooke, 61
 — de las temperaturas intermedias, 284
 — de los circuitos homogéneos, 282-283
 — de los metales intermedios, 283-284
 — de Planck, 302
 — de Poisson, 61
 — de Stefan-Boltzmann, 302-303
 — de Wien, 302-303

limitador de corriente, 82
 linealidad, 15, 84, 120, 176-177, 185, 186, 233, 235-236, 240-241, 372, 384, 439-440
 linealización analógica de puentes, 122-123, 239-240
 — de termistores, 83-87, 100, 103, 112-113
 luz, medida de, 91
 LVDT, 11, 194-202, 233, 247, 259-260

M

magnetización, 47-48
 magnetodiodo, 387
 magnetorresistencia, 86-87, 382
 magnetotransistor, 387-388, 427
 manómetro, 32
 masa, 161
 materiales diamagnéticos, 46
 — ferrimagnéticos, 47
 — ferromagnéticos, 46
 — paramagnéticos, 46
 medida con cuatro hilos, 110-111, 135-136
 — con tres hilos, 115
 — concepto de, 1
 — dinámica, 113-114, 115-117
 — directa, 5
 — indirecta, 5
 — objetivos de la, 1
 — por comparación, 6
 — por deflexión, 6
 — por relación, 134-135, 239
 medidas de frecuencia, 447-448
 — de periodo, 448-453
 metales, 44
 método de comparación, 100, 103-104, 114-137
 — de deflexión, 100
 — de la doble lectura, 101-102
 — de redistribución de carga, 261
 — de transferencia de carga, 262
 — Pirani, 80
 metrología dimensional, 364
 microactuadores, 31
 microbalanza, 194, 372-373
 micrófono piezoeléctrico, 338
 micromecanizado, 51-52, 181
 micrómetro, 181
 microscopio, 296, 413-414
 microválvula, 31
 modelo de Ebers-Moll, 383
 — de Weber-Fechner, 94
 modulación de amplitud, 248
 módulo de Biot, 70
 — de elasticidad volumétrica, 408
 — de Young, 33, 61, 289, 373, 375, 409
 muestreo síncrono, 248

N

NEP, 301, 390
 nivel, medidas de, 40-42, 76, 80, 82, 87, 91, 175, 181-183, [193](#), 202, 370, 412
 — sensores de, [32](#), 40, 59, 415, [445](#), 446
 NTC, 46, 72-86, 433-434, 435

O

obtención de imágenes, 304
 OGFET, 399
 olor, sensores de, 94, [379](#)
 optoacopladores, 167
 oscilador, 251-252
 — armónico, 370, 428-434, 439-440
 — CMOS, [437-438](#)
 — Colpitts, 432, 433
 — de relajación, 370, [434-437](#), [440](#)
 — Hartley, 432
 — LC, 432-434
 — senoidal, 428-434
 — variable, 427-440
 osciloscopio, 137
 OTA, 433
 óxidos semiconductores, 92-93
 oxígeno, sensores de, 46, 92, 310

P

palanca de mando, 57
 par, medidas de, 181, 238
 — sensores de, 42, 67, 202, 215, 216
 patrón, 12
 película gruesa, 49
 películas de Langmuir-Blodgett, 50, [379](#)
 pérdidas de calor, medida de, 126-127
 permalloy, 87
 perturbación externa, 9
 — interna, 9, 10, 425
 pirómetro, 304, [307](#)
 plásticos, 46, 49
 platino, 68, [70](#), 71, 93, 94, 126, 224, 284, 310
 polímero, 45, 46, [293](#), 298, [309](#)
 posición, detectores de, 91, 227-228
 — medidas de, 87, 91, [194](#), 201, 203-204, 214, 218, 227-228, [359](#), 369
 posicionamiento absoluto, 366
 potencia equivalente de ruido, 301, 390
 potenciómetro, 19, 28, 54-60, 100, 103-111, 178, [354-355](#), [364](#)
 — de inducción, 204
 — líquido, 57-58, 238
 — magnético, 228
 — optoelectrónico, [395](#)

precisión, 12, 13
 presductor, 216
 presencia, detectores de, 91, [395](#)
 presión acústica, [409](#)
 — medidas de, 38, 41, 181, 202, 216, 295, 296, [297](#), 378, 413
 — sensores de, [32-35](#), 59, [191](#), 298, 373-374, [400](#), 415, 416
 PRESSFET, [400](#)
 principio de equilibrio de carga, 441, [445](#)
 PROFIBUS, [463](#)
 protección de sobrecargas, 83
 protocolo HART, 460-461
 proximidad, detectores de, 87, 180, [191](#), [193](#), 227-228, 233, [395](#), 412-413
 PRT, 68-72
 pseudopuente, 239-240
 PSRR, 135, 242, 321-322
 PTC, 46, 72, 77-78, 80
 puente completo, 129
 — con transformador, 236
 — de alterna, [235-238](#), [247](#), 248, 263
 — de Blumlein, 236
 — de varactores, 332-334
 — de Wheatstone, 87, 94, 103, [114-137](#), 168-169, 350, 443-445
 — de Wien, 251, 428-431
 puesta a masa, [161-167](#)
 punto de Curie (ver *temperatura de Curie*)
 PVDF, [293](#), 301

R

radiación térmica, 301-304
 — — detectores de, 304
 radiaciones nucleares, detectores de, 327, 330, 396-398
 radiómetros, 304
 realimentación negativa, 10
 rebasamiento, [25](#), [26](#)
 rectificador síncrono de media onda, 256
 red en T, [329](#), 330, [340](#), 393
 registro magnético, 87
 repetibilidad, 14, 15, 372
 reproducibilidad, 14, 179
 resinas, 45
 resistencia óptima de ruido, 347
 — térmica, 319, [351](#)
 resistencias, derivas en, [351-354](#)
 resolución, 16, 55, 57, 179, 355, 365-366, 369, 406
 resolver, 208-212, [233](#), [264](#)
 responsividad, 300, 406
 respuesta espectral, 90, 389-390
 retardo, 21, 24
 RIE, Reactive Ion Etching, 51

This page wasn't downloaded by GBD

termostato, [31](#)
 tiempo de establecimiento, [26](#)
 — de respuesta, [92](#)
 — de subida, [25](#)
 tobera, [39](#)
 torductor, [216](#)
 transductor, [2](#)
 — de entrada, [3](#)
 — de salida, [3](#)
 transformador de control, [207-208](#)
 — de Scott, [264-266](#)
 — variable, [202-214](#)
 transmisor de control, [207-208](#)
 — de par diferencial, [206-207](#)
 tubo Bourdon, [32](#), [59](#), [191](#), [202](#)
 — de Pitot, [36-37](#)
 — fotomultiplicador, [327](#)

U

ultrasonidos, [223](#), [408-414](#), [457](#)
 umbral, [16](#)

unión semiconductor, [305-306](#), [327](#), [343](#), [382-398](#)

V

vacío, medidas de, [76](#), [80](#), [327](#), [373](#)
 valor eficaz, [245](#)
 válvula hidráulica, [369](#)
 variable esfuerzo, [28-29](#)
 — flujo, [28-29](#)
 vatímetro, [227](#)
 velocidad de fluidos, medida de, [71-72](#)
 — de respuesta, [18](#), [26](#)
 — lineal, sensores de, [221-223](#)
 — medidas de, [26-27](#), [87](#), [366](#), [455-457](#)
 ventilación, [94](#)
 venturímetro, [39](#)
 vertedero de aforo, [40](#)
 vibraciones, medida de, [28](#), [295](#), [296](#), [298](#), [413](#)
 vidrio, [45](#), [309](#)
 — metálico, [45](#), [216](#)
 viscosidad, medidas de, [413](#)
 vórtices de Karman, [379](#)

10

11

This page wasn't downloaded by GBD