

Instrumentación Electrónica Moderna = y = Técnicas de Medición

***Instrumentación
Electrónica Moderna
y Técnicas de
Medición***

Instrumentación Electrónica Moderna y Técnicas de Medición

Albert D. Helfrick

William D. Cooper

Traducción:

Ing. David Pérez Gutiérrez
Instituto Politécnico Nacional

Revisión técnica:

Ing. Gloria Mata Hernández
Facultad de Ingeniería, UNAM



México • Argentina • Brasil • Colombia • Costa Rica • Chile • Ecuador
España • Guatemala • Panamá • Perú • Puerto Rico • Uruguay • Venezuela

EDICION EN INGLES

Editorial/production supervision and
interior design: Arthur Hamparian
Cover design: Lundgren Graphics, Ltd.
Manufacturing buyer: Mike Woerner

INSTRUMENTACION ELECTRONICA MODERNA Y TECNICAS DE MEDICION

Traducido de la primera edición en inglés de:

MODERN ELECTRONIC INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNIQUES

Prohibida la reproducción total o parcial de esta obra, por cualquier medio o método
sin autorización escrita del editor

DERECHOS RESERVADOS ©1991 respecto a la primera edición en español por
Prentice Hall Hispanoamericana, S.A.
Atacomulco Núm. 500-5º Piso
Col. Industrial Atoto
53519, Naucalpan de Juárez, Edo. de México

ISBN 968-880-236-0

Miembro de la Cámara Nacional de la Industria Editorial,

Original English Language Edition Published by
Copyright © MCMXC by Prentice Hall Inc.
All Rights Reserved

ISBN 0-13-593294-7

IMPRESO EN MEXICO/PRINTED IN MEXICO

Contenido

Prefacio

xi

1 *Medición y error*

1

1.1	Definiciones	1	
1.2	Exactitud y precisión	2	
1.3	Cifras significativas	3	
1.4	Tipos de error	6	
1.5	Análisis estadístico	10	
1.6	Probabilidad de errores	12	
1.7	Errores límite	16	
	Bibliografía	18	
	Problemas	18	

2	<i>Sistemas de unidades de medición</i>	20
2.1	Unidades fundamentales y derivadas	20
2.2	Sistemas de unidades	21
2.3	Unidades eléctricas y magnéticas	23
2.4	Sistema Internacional de Unidades	26
2.5	Otros sistemas de unidades	28
2.6	Conversión de unidades	29
	Bibliografía	30
	Problemas	30
3	<i>Patrones de medición</i>	32
3.1	Clasificación de los patrones	32
3.2	Patrones para masa, longitud y volumen	34
3.3	Patrones de tiempo y frecuencia	35
3.4	Patrones eléctricos	37
3.5	Patrones de temperatura e intensidad luminosa	44
3.6	Patrones IEEE	45
	Bibliografía	45
	Problemas	46
4	<i>Instrumentos indicadores electromecánicos</i>	47
4.1	Galvanómetro de suspensión	47
4.2	Par y deflexión de un galvanómetro	48
4.3	Mecanismos de bobina-móvil e imán-permanente	51
4.4	Amperímetros de cd	57
4.5	Voltímetros de cd	60
4.6	Sensibilidad del voltímetro	63
4.7	Ohmiómetro tipo serie	67
4.8	Ohmiómetro tipo derivación	70
4.9	Multímetro (VOM)	73
4.10	Calibración de instrumentos de cd	76
4.11	Instrumentos indicadores de corriente alterna	77
4.12	Termoinstrumentos	85
4.13	Electrodinamómetros en mediciones de potencia	87
4.14	Wattímetro	90
4.15	Medidores de factor de potencia	92
4.16	Instrumentos transformadores	94
	Bibliografía	98
	Problemas	99

5 Mediciones con puentes

101

5.1	Introducción	101
5.2	Puente Wheatstone	102
5.3	Puente Kelvin	108
5.4	Puente Wheatstone con protección	111
5.5	Puentes de ca y sus aplicaciones	114
5.6	Puente Maxwell	117
5.7	Puente Hay	119
5.8	Puente Schering	121
5.9	Condiciones de desequilibrio	123
5.10	Puente Wien	126
5.11	Conexión a tierra Wagner	127
	Bibliografía	129
	Problemas	129

6 Instrumentos electrónicos para medición de parámetros básicos

131

6.1	Introducción	131
6.2	Medidor de cd con amplificador	132
6.3	Voltímetro de ca con rectificadores	135
6.4	Voltímetro de respuesta RMS verdadera	139
6.5	Multímetro electrónico	140
6.6	Consideraciones para la selección de un voltímetro analógico	144
6.7	Voltímetros digitales	146
6.8	Instrumentos para medición de componentes	159
6.9	Medidor de Q	165
6.10	Medidor del vector de impedancia	174
6.11	Voltímetro vectorial	178
6.12	Mediciones de voltaje y potencia de RF	181
	Bibliografía	184
	Problemas	185

7 Osciloscopios

186

7.1	Introducción	186
7.2	Diagrama de bloques del osciloscopio	187
7.3	Tubo de rayos catódicos (CRT)	188
7.4	Circuitos del CRT	204
7.5	Sistema de deflexión vertical	203

7.6	Línea de retardo	209	
7.7	Trazo múltiple	212	
7.8	Sistema de deflexión horizontal	213	
7.9	Transductores y puntas de prueba del osciloscopio		218
7.10	Técnicas del osciloscopio	221	
7.11	Osciloscopios especiales	227	
	Bibliografía	244	
	Problemas	244	

8 Generación de señales 246

8.1	Introducción	246	
8.2	Generador de onda y senoidal	246	
8.3	Generador de señales de frecuencia sintetizada		257
8.4	Generador divisor de frecuencia	261	
8.5	Modulación del generador de señales	263	
8.6	Generador de frecuencia de barrido	264	
8.7	Generadores de pulsos y onda cuadrada		269
8.8	Generador de funciones	277	
8.9	Generación de señales de audiofrecuencia		278
	Bibliografía	281	
	Problemas	281	

9 Análisis de señal 283

9.1	Introducción	283	
9.2	Analizadores de onda	284	
9.3	Analizadores de distorsión armónica		287
9.4	Análisis espectral	292	
	Bibliografía	314	
	Problemas	315	

10 Contadores de frecuencia y mediciones de intervalos de tiempo 315

10.1	Contador de frecuencia simple	316	
10.2	Errores de medición	328	
10.3	Extensión del rango de frecuencia del contador		332
10.4	Contadores automáticos y de cálculo	335	
	Bibliografía	337	
	Problemas	337	

11 *Transductores como elementos de entrada a sistemas de instrumentación* **339**

- 11.1 Clasificación de transductores 339
- 11.2 Selección de un transductor 342
- 11.3 Galgas extensiométricas 343
- 11.4 Transductores de desplazamiento 350
- 11.5 Mediciones de temperatura 357
- 11.6 Dispositivos fotosensibles 373
 - Bibliografía 379
 - Problemas 380

12 *Sistemas de adquisición de datos analógicos y digitales* **381**

- 12.1 Sistemas de instrumentación 381
- 12.2 Interface de transductores a sistemas de medición y control electrónico 383
- 12.3 Multiplexión 393
 - Bibliografía 401

13 *Sistemas de prueba controlados por computadora* **402**

- 13.1 Introducción 402
- 13.2 Prueba de un amplificador de audio 403
- 13.3 Prueba de un radiorreceptor 404
- 13.4 Instrumentos utilizados en instrumentación controlada por computadora 409
- 13.5 Interface eléctrica IEEE-488 414
- 13.6 Descripción del control digital 417
- 13.7 Ejemplo de control de tiempo de una señal en una medición basada en microprocesador 418
 - Bibliografía 419
 - Problemas 419

14 *Mediciones en fibras ópticas* **421**

- 14.1 Introducción 421
- 14.2 Fuentes y detectores 424

14.3	Mediciones de potencia en fibra óptica	428
14.4	Fuentes luminosas calibradas y estabilizadas	430
14.5	Medición de extremo a extremo de pérdidas en sistemas de fibras ópticas	432
14.6	Reflectómetro óptico de dominio del tiempo	432
	Problemas	436

Apéndice	439
-----------------	------------

Respuestas seleccionadas	443
---------------------------------	------------

Índice	447
---------------	------------

Prefacio

Esta nueva edición de *Instrumentación electrónica y mediciones* constituye una actualización de un texto de probada eficacia. Las características que lo hicieron exitoso a través de los años se han mantenido a la par que se ha hecho el esfuerzo para garantizar un texto moderno que puede integrar todos los aspectos de la instrumentación. Para fortalecer tal concepto el título se ha cambiado a *Instrumentación Electrónica Moderna y Técnicas de Medición*.

Las técnicas de medición fundamentales tales como exactitud, precisión, normalización, se conservan añadiendo una renovación y una depuración para incluir nuevas normas desarrolladas. Estas bases se reconocen como un prerrequisito fundamental para la consideración de sistemas más elaborados.

Algunas informaciones que competen a los medidores de bobina móvil fueron modificadas puesto que tales instrumentos encuentran ya menos aplicación en la electrónica moderna. Otras referencias se ofrecen como introductorias a los problemas generales de medición sin agobiar al lector con sistemas complicados de medición.

El osciloscopio de almacenamiento digital es un nuevo tema conforme al uso habitual de años recientes. El analizador digital de espectro o transformador de Fourier se incluye también en esta edición. Estos dos instrumentos digitales están reconociendo gran aceptación en la instrumentación electrónica.

Los capítulos 11 y 12 sobre transductores y sobre adquisición de datos han sido extensamente examinados para incluir más transductores modernos e introducir te-

mas tan importantes como son los amplificadores de aislamiento y la transmisión de datos. Una inclusión significativa en el capítulo 12 lo constituyen las transmisiones de datos a través de fibras ópticas que están adquiriendo rápida aceptación en la industria. El capítulo 14 es totalmente nuevo y comprende la medición de las fibras ópticas. Hay poco material disponible para el estudiante de mediciones ópticas en relación a las fibras ópticas y este capítulo es único en el tema.

Sobre todo enfatizamos aquellas secciones que diferencian un libro normal de un libro de texto como son los ejemplos desarrollados, las referencias bibliográficas y los problemas de repaso al final de los capítulos los cuales se han conservado y ampliado.

RECONOCIMIENTOS

Nuestro agradecimiento a las siguientes personas por haber revisado nuestra obra: David G. Delker, Kansas State University; Val Feldkircher, Electronic Technology Institute; Dewey J. Gray, Nashville State College; Richard A. Hultin, Rochester Institute of Technology; Earl C. Iselin, Jr., University of Dayton; O. M. Kuritza; William Middendorf, University of Cincinnati y Donald J. Poulin, N. University.

***Instrumentación
Electrónica Moderna
y Técnicas de
Medición***

Medición y error

1-1 DEFINICIONES

El proceso de medición generalmente requiere el uso de un instrumento como medio físico para determinar la magnitud de una variable. Los instrumentos constituyen una extensión de las facultades humanas y en muchos casos permiten a las personas determinar el valor de una cantidad desconocida la cual no podría medirse utilizando solamente las facultades sensoriales. Por lo tanto, un instrumento se puede definir así: *dispositivo para determinar el valor o la magnitud de una cantidad o variable*. El instrumento *electrónico*, como lo indica su nombre, se basa en principios eléctricos o electrónicos para efectuar una medición. Un instrumento electrónico puede ser un aparato relativamente sencillo y de construcción simple, como el medidor básico de corriente directa (véase capítulo 4). Sin embargo, el desarrollo de la tecnología, demanda la elaboración de mejores instrumentos y más exactos. Esta se ha incrementado, produciéndose nuevos diseños y aplicaciones de instrumentos. Para optimizar el uso de estos dispositivos se necesita entender sus principios de operación y valorar la importancia para las aplicaciones deseadas.

El trabajo de medición emplea una serie de términos, los cuales se definen aquí.

Instrumento: dispositivo para determinar el valor o la magnitud de una cantidad o variable.

Exactitud: aproximación con la cual la lectura de un instrumento se acerca al valor real de la variable medida.

Precisión: medida de la reproducibilidad de las mediciones; esto es, dado el valor fijo de una variable, la precisión es una medida del grado con el cual las mediciones sucesivas difieren una de otra.

Sensibilidad: relación de la señal de salida o respuesta del instrumento respecto al cambio de la entrada o variable medida.

Resolución: cambio más pequeño en el valor medido al cual responde el instrumento.

Error: desviación a partir del valor real de la variable medida.

Se pueden utilizar varias técnicas para minimizar los efectos de los errores. Por ejemplo, al efectuar mediciones de precisión es más recomendable realizar una serie de ensayos que confiar en una sola observación. Alternar métodos de medición, como el uso de diferentes instrumentos en el mismo experimento, es una buena alternativa para aumentar la exactitud. Aunque estas técnicas tienden a aumentar la *precisión* de las mediciones mediante la reducción de errores ambientales o aleatorios, no evitan el error instrumental.*

Este capítulo proporciona una introducción a los diferentes tipos de error en las mediciones y los métodos que generalmente se usan para expresar los errores, en términos de los valores más confiables de las mediciones de la variable medida.

1-2 EXACTITUD Y PRECISION

Exactitud se refiere al grado de aproximación o conformidad al valor real de la cantidad medida. *Precisión* es el grado de concordancia dentro de un grupo de mediciones o instrumentos.

Para ilustrar la diferencia entre exactitud y precisión, se pueden comparar dos voltímetros de la misma marca y modelo. Ambos medidores tienen agujas delgadas, escalas con espejo para evitar el paralaje, y escalas calibradas exactas, por consiguiente, se pueden leer con la misma *precisión*. Si el valor de la resistencia en serie en uno de los medidores cambia considerablemente, la lectura puede tener un error elevado. Por lo tanto, la *exactitud* de los dos medidores puede ser muy diferente. (Para determinar cuál medidor está en error, se deben realizar mediciones de comparación con un medidor patrón.)

La precisión se compone de dos características: *conformidad* y el número de *cifras significativas* con las cuales se puede realizar la medición. Considérese, por ejemplo, que una resistencia cuyo valor real es $1\,384\,572\,\Omega$ se mide con un óhmmetro, el cual repetidamente indica $1.4\,\text{M}\Omega$. Pero el observador ¿puede leer el valor real en la escala? Su estimación de la lectura en la escala marca un valor de $1.4\,\text{M}\Omega$. Esto está tan cercano al valor real como él pueda estimar la lectura de la escala. Aunque no

*Melville B. Stout, *Basic Electrical Measurements*, 2nd ed. (Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, Inc., 1960), pp. 21-26.

haya desviaciones del valor observado, el error creado por las limitaciones de la escala es un error de *precisión*. El ejemplo ilustra que la conformidad es necesaria pero no es suficiente en cuanto a precisión por la falta de cifras significativas. De modo semejante, la precisión es una condición necesaria pero no suficiente para la exactitud.

Con frecuencia el principiante se inclina por aceptar el valor de las lecturas en la carátula del instrumento, y desconoce que la exactitud de las mismas no necesariamente están garantizados por la precisión. De hecho, una buena técnica de medición requiere un *continuo escepticismo* respecto a la exactitud de los resultados.

En trabajos críticos, una buena práctica dicta que el observador realice un conjunto independiente de mediciones con diferentes instrumentos o técnicas de medición, no sujetos a los mismos errores sistemáticos. También debe asegurarse de que los instrumentos funcionen apropiadamente, que estén calibrados conforme a un patrón conocido y que las influencias externas no afecten la exactitud de las mediciones.

1-3 CIFRAS SIGNIFICATIVAS

Una indicación de lo preciso de las mediciones se obtiene a partir del número de *cifras significativas* con las cuales se expresan los resultados. Estas cifras proporcionan información real relativa a la magnitud y precisión de las mediciones de una cantidad. El aumento de la cantidad de cifras significativas incrementa la precisión de una medición.

Por ejemplo, si se especifica que una resistencia sea realmente de $68\ \Omega$, ésta debe estar más cerca de $68\ \Omega$ que de $67\ \Omega$ o $69\ \Omega$. Si el valor de la resistencia se describe como $68.0\ \Omega$, significa que está más cerca de $68.0\ \Omega$ que de los $67.9\ \Omega$ o de $68.1\ \Omega$. En $68\ \Omega$ hay dos cifras significativas y tres en $68.0\ \Omega$. La última, con más cifras significativas, expresa una medición de mayor precisión que la primera.

Sin embargo, a menudo el número total de dígitos puede no representar la precisión de una medición. Frecuentemente, se utilizan números grandes con ceros antes del punto decimal para aproximar cantidades de población o dinero. Por ejemplo, la población de una ciudad se indica en seis cifras: 380 000. Esto puede significar que el valor real de la población puede variar entre 379 999 y 380 001, las cuales son seis cifras significativas, sin embargo, indica que la población puede estar más cerca de 380 000 que de 370 000 o de 390 000. Como en este caso la población se puede expresar únicamente con dos cifras significativas, ¿cómo se podrían expresar números grandes?

Técnicamente, en una notación correcta se usan *potencias de base diez*: 38×10^4 o 3.8×10^5 . Esto indica que las cifras de la población son únicamente exactas a dos cifras significativas. Los ceros a la izquierda del punto decimal causan incertidumbre, lo que se resuelve mediante la *notación científica* de potencias de base diez. Por ejemplo, referirse a la velocidad de la luz como 186 000 millas/segundo, podría desorientar a los que no son expertos técnicos. Pero la expresión 1.86×10^5 millas/segundo ya no ofrece confusión.

Se acostumbra llevar un registro de mediciones con todos los dígitos de los cuales se cree estar seguro que están cerca del valor real. Por ejemplo, en la lectura de un voltímetro, el voltaje se puede leer como 117.1 V. Esto simplemente indica que el vol-

taje, leído al observar una estimación mejor, está más cercano a 117.1 V que a 117.0 V o a 117.2 V. Otra forma de expresar los resultados es indicar el *posible intervalo de error*. El voltaje se puede expresar como 117.1 ± 0.05 V, lo que indica que el valor del voltaje puede variar entre 117.05 V y 117.15 V.

Cuando un número de mediciones independientes se toman con intención de obtener la mejor respuesta posible (la más cercana al valor real), el resultado se suele expresar con la *media* aritmética de las lecturas, con el posible intervalo de error, como la *mayor desviación* de lo obtenido. Esto se muestra en el ejemplo 1-1.

EJEMPLO 1-1

Cuatro observadores efectuaron un conjunto de mediciones independientes de voltaje, que se registraron como 117.02 V, 117.11 V, 117.08 V y 117.03 V. Calcúlese a) voltaje promedio; b) rango del error.

SOLUCION

$$\begin{aligned} \text{a) } E_{\text{prom}} &= \frac{E_1 + E_2 + E_3 + E_4}{N} \\ &= \frac{117.02 + 117.11 + 117.08 + 117.03}{4} = 117.06 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\text{b) Rango} = E_{\text{máx.}} - E_{\text{prom}} = 117.11 - 117.06 = 0.05 \text{ V}$$

pero también

$$E_{\text{prom.}} - E_{\text{mín.}} = 117.06 - 117.02 = 0.04 \text{ V}$$

El rango promedio de error equivale a

$$\frac{0.05 + 0.04}{2} = \pm 0.045 = \pm 0.05 \text{ V}$$

Cuando se suman dos o más mediciones con diferentes grados de exactitud, *el resultado es tan exacto según lo sea la medición menos exacta*. Supóngase que se *suman* dos resistencias en serie como en el ejemplo 1-2.

EJEMPLO 1-2

Dos resistencias, R_1 y R_2 están conectadas en serie. Las mediciones de las resistencias medidas individualmente con un multímetro digital dieron valores de $R_1 = 18.7 \Omega$ y $R_2 = 3.624 \Omega$. Calcúlese la resistencia total con el número apropiado de cifras significativas.

SOLUCION

$$R_1 = 18.7 \Omega \text{ (tres cifras significativas)}$$

$$R_2 = 3.624 \Omega \text{ (cuatro cifras significativas)}$$

$$R_T = R_1 + R_2 = 22.324 \Omega \text{ (cinco cifras significativas)} = 22.3 \Omega$$

Las cifras en *italicas* indican que en la suma de R_1 y R_2 los tres dígitos últimos de la suma son imprecisos. No hay un valor que retenga los últimos dos dígitos

(el 2 y el 4) ya que una de las resistencias es exacta únicamente para tres cifras significativas o décimas de ohm. Por lo tanto el resultado se reduce también a tres cifras significativas o a la décima más cercana como 22.3Ω .

El número de cifras significativas en una *multiplicación* se puede incrementar rápidamente, pero sólo las cifras apropiadas se presentan en la respuesta (ejemplo 1-3).

EJEMPLO 1-3

En el cálculo de una caída de voltaje una corriente de 3.18 A se registra en una resistencia de 35.68Ω calcúlese la caída de voltaje a través de la resistencia con el número apropiado de cifras significativas.

SOLUCION

$$E = IR = (35.68) \times (3.18) = 113.4624 = 113 \text{ V}$$

Como hay tres cifras significativas en la multiplicación la respuesta se escribe con un máximo de tres cifras significativas.

En el ejemplo anterior la corriente, I , tiene tres cifras significativas y R cuatro; el resultado de la multiplicación tiene tres cifras significativas. Esto indica que la respuesta no se puede conocer con una exactitud mayor que la del factor de menor exactitud. Nótese también que si se acumulan dígitos extra en la respuesta, se podrían descartar o redondear. En la práctica, si el dígito menos significativo que se quiere descartar es menor que cinco, se eliminan éste y los siguientes dígitos de la respuesta. Esto se hizo en el ejemplo 1-3. Si el dígito en el primer lugar que se descarta es cinco o mayor, el dígito anterior se incrementa en uno. Por lo tanto, para una precisión de tres dígitos, 113.46 se debe redondear a 113 ; y 113.74 a 114 .

La *suma* de cifras con un rango de incertidumbre se ilustra en el ejemplo 1-4.

EJEMPLO 1-4

Sumar 826 ± 5 con 628 ± 3 .

SOLUCION

$$N_1 = 826 \pm 5 (= \pm 0.605\%)$$

$$N_2 = 628 \pm 3 (= \pm 0.477\%)$$

$$\text{Suma} = 1\,454 \pm 8 (= \pm 0.55\%)$$

Nótese en este ejemplo que los dígitos imprecisos se *suman*, puesto que el signo \pm indica que un número puede ser mayor y el otro menor. La peor combinación posible del rango de incertidumbre se ha de tomar en cuenta en la respuesta. El porcentaje de incertidumbre en las cifras originales N_1 y N_2 no difiere mucho del porcentaje de incertidumbre en el resultado final.

Si los mismos dos números se *restan* (ejemplo 1-5), hay una interesante comparación entre la suma y la resta con respecto al rango de incertidumbre.

EJEMPLO 1-5

Sustraer 628 ± 3 de 826 ± 5 y expresar el rango de incertidumbre como porcentaje en la respuesta.

SOLUCION

$$N_1 = 826 \pm 5 (= \pm 0.605\%)$$

$$N_2 = 628 \pm 3 (= \pm 0.477\%)$$

$$\text{Diferencia} = 198 \pm 8 (= \pm 4.04\%)$$

De igual modo que en el ejemplo 1-5, los dígitos imprecisos se suman por la misma razón que en el ejemplo 1-4. Al comparar los resultados de la suma y la resta de los mismos números en los ejemplos 1-4 y 1-5, se observa que la precisión de los resultados, cuando se expresa en porcentajes, difiere bastante. El resultado final después de la resta presenta un gran incremento en el porcentaje de incertidumbre comparado con el porcentaje de incertidumbre después de la suma. El porcentaje se incrementa aún más cuando la diferencia entre los números es relativamente pequeña. Considérese el caso del ejemplo 1-6.

EJEMPLO 1-6

Réstese 437 ± 4 de 462 ± 4 y exprese el rango de incertidumbre como porcentaje en la respuesta.

SOLUCION

$$N_1 = 462 \pm 4 (= \pm 0.87\%)$$

$$N_2 = 437 \pm 4 (= \pm 0.92\%)$$

$$\text{Diferencia} = 25 \pm 8 (= \pm 32\%)$$

Este ejemplo ilustra que se deben evitar técnicas de medición dependientes de restas en los resultados experimentales ya que el rango de incertidumbre en el resultado final se puede incrementar considerablemente.

1-4 TIPOS DE ERROR

Ninguna medición se puede realizar con una exactitud perfecta, pero es importante descubrir cuál es la exactitud real y cómo se generan los diferentes errores en las mediciones. Un estudio de los errores es el primer paso al buscar modos para reducirlos con objeto de establecer la exactitud de los resultados finales.

Los errores pueden provenir de diferentes fuentes y por lo general se clasifican en tres categorías principales:

Errores gruesos: son en gran parte de origen humano, como mala lectura de los instrumentos, ajuste incorrecto y aplicación inapropiada, así como equivocaciones en los cálculos.

Errores sistemáticos: se deben a fallas de los instrumentos, como partes defectuosas o gastadas, y efectos ambientales sobre el equipo del usuario.

Errores aleatorios: ocurren por causas que no se pueden establecer directamente debido a variaciones aleatorias en los parámetros o en los sistemas de medición.

Cada uno de estos tipos de errores se analizan brevemente y se sugieren algunos métodos para su reducción o eliminación.

1-4.1 Errores graves

Se deben principalmente a fallas *humanas* en la lectura o en la utilización de los instrumentos, así como en el registro y cálculo de los resultados de las mediciones. Cuando el hombre participa en las mediciones, se comete inevitablemente algunos errores graves. Aunque probablemente es imposible la eliminación total de éstos se debe intentar anticiparlos y corregirlos. Algunos de estos errores se detectan con facilidad pero otros son muy evasivos. Un error común y frecuente entre principiantes es el uso inapropiado de un instrumento. En general las condiciones de funcionamiento de los instrumentos indicadores cambian cuando se conectan a un circuito de tal modo que la cantidad medida se altera según el método empleado. Por ejemplo, un voltímetro bien calibrado puede dar una lectura errónea cuando se conecta a través de dos puntos en un circuito de alta resistencia (ejemplo 1-7). El mismo dispositivo conectado en un circuito de baja resistencia puede dar una lectura más confiable (ejemplo 1-8). Estos casos indican que el voltímetro adquiere un “efecto de carga” en el circuito, lo cual altera el estado original en el proceso de medición.

EJEMPLO 1-7

En un voltímetro con sensibilidad de $1\,000\ \Omega/\text{V}$ se lee $100\ \text{V}$ en su escala 150-V conectado a través de una resistencia desconocida en serie con un miliamperímetro. Cuando el miliamperímetro indica $5\ \text{mA}$, calcúlese a) el valor de la resistencia aparente desconocida; b) el valor de la resistencia real desconocida; c) el error debido al efecto de carga del voltímetro.

SOLUCION

a) La resistencia total del circuito equivale a

$$R_T = \frac{V_T}{I_T} = \frac{100\ \text{V}}{5\ \text{mA}} = 20\ \text{k}\Omega$$

Si se desprecia la resistencia del miliamperímetro, el valor de la resistencia desconocida es $R_x = 20\ \text{k}\Omega$.

b) La resistencia del voltímetro equivale a

$$R_V = 1\,000 \frac{\Omega}{V} \times 150\,V = 150\,k\Omega$$

Debido a que el voltímetro está en paralelo con la resistencia desconocida, cabe escribir:

$$R_X = \frac{R_I R_V}{R_V - R_I} = \frac{20 \times 150}{130} \times 23.05\,k\Omega$$

$$\begin{aligned} \text{c) } \% \text{ Error} &= \frac{\text{real} - \text{aparente}}{\text{real}} \times 100\% = \frac{23.05 - 20}{23.05} \times 100\% \\ &= 13.23\% \end{aligned}$$

EJEMPLO 1-8

Repitase el ejemplo 1-7 pero ahora el miliamperímetro indica 800 mA y en el voltímetro se lee 40 V en su escala 150-V

SOLUCION

$$\text{a) } R_I = \frac{V_I}{I_I} = \frac{40\,V}{0.8\,A} = 50\,\Omega$$

$$\text{b) } R_V = 1\,000 \frac{\Omega}{V} \times 150\,V = 150\,k\Omega$$

$$R_X = \frac{R_I R_V}{R_V - R_I} = \frac{50 \times 150}{149.95} = 50.1\,\Omega$$

$$\text{c) } \% \text{ Error} = \frac{50.1 - 50}{50.1} \times 100\% = 0.2\%$$

Los errores debidos al efecto de carga del voltímetro se evitan utilizándolo inteligentemente. Por ejemplo, un voltímetro de baja resistencia no se debe usar para medir voltajes en un amplificador de tubos al vacío. En este caso se requiere un voltímetro con alta impedancia de entrada (como un VTVM o TVM).

Un gran número de errores graves son atribuidos a descuidos o malos hábitos, como lecturas inapropiadas de un instrumento, registro de los resultados en forma diferente a las lecturas obtenidas o ajuste incorrecto de los instrumentos. Considérese el caso de un voltímetro de escalas múltiples que usa un solo conjunto de marcas de escalas con diferentes números de designación para varias escalas de voltaje. Es fácil emplear una escala que no corresponde a la establecida en el selector de escala del instrumento. Otro error grave puede ocurrir cuando el instrumento no está ajustado a cero antes de tomar la medición; entonces todas las lecturas estarán mal.

Errores como éstos no se pueden tratar a nivel matemático; se evitan teniendo cuidado en la lectura y registro de los datos de medición. Una buena práctica es efectuar más de una lectura de la misma cantidad, de preferencia por diferentes observadores. Nunca dependa sólo de una lectura, tómese un mínimo de tres lecturas separadas,

preferentemente en condiciones en que los instrumentos se enciendan para hacer la medición.

1-4.2 Errores sistemáticos

Por lo general se dividen en dos categorías: 1) errores instrumentales, referentes a los defectos de los instrumentos, y 2) errores ambientales, debidos a las condiciones externas que afectan las mediciones.

Los *errores instrumentales* son inherentes a los instrumentos de medición a causa de su estructura mecánica. Por ejemplo, en el galvanómetro D'Arsonval, la fricción de los cojinetes de varios componentes móviles puede causar lecturas incorrectas. La tensión irregular de los resortes o estiramiento del mismo; así como una reducción de la tensión debido al manejo inapropiado o sobrecarga del instrumento causa errores. En esta clasificación también se incluyen los de calibración, lo que hace que el instrumento dé lecturas altas o bajas a lo largo de toda la escala. (El descuido al no ajustar el dispositivo a cero antes de efectuar una medición tiene un efecto semejante.)

Hay muchas clases de errores instrumentales, según el tipo de instrumento empleado. El experimentador siempre debe tomar precauciones para asegurarse de que el aparato se use y opere correctamente y no contribuya con errores excesivos para sus propósitos. Las fallas en los instrumentos se pueden detectar verificando si hay comportamiento errático, así como la estabilidad y la reproducibilidad de los resultados. Una forma rápida y fácil de verificar un instrumento es compararlo con otro de las mismas características o con uno más exacto.

Los errores instrumentales se pueden evitar: 1) al seleccionar el instrumento adecuado para la medición particular; 2) al aplicar los factores de corrección después de definir la cantidad del error instrumental, y 3) al calibrar el instrumento con un patrón.

Los *errores ambientales* se deben a las condiciones externas que afectan la operación del dispositivo de medición incluyendo las condiciones del área circundante del instrumento, como los efectos de cambio de temperatura, humedad, presión barométrica o de campos magnéticos y electrostáticos; por ejemplo, un cambio de la temperatura ambiente a la cual se usa el instrumento altera las propiedades elásticas del resorte en el mecanismo de bobina móvil y afecta la lectura del instrumento. Las medidas correctivas para reducir estos efectos incluyen aire acondicionado sellado y hermético en ciertos componentes del instrumento, aislar el equipo de campos magnéticos, etcétera.

Los errores sistemáticos también se pueden subdividir en *estáticos* o *dinámicos*. Los primeros se originan por las limitaciones de los dispositivos de medición o las leyes físicas que gobiernan su comportamiento. Un error estático se introduce en un micrómetro cuando se aplica presión excesiva al eje al girarlo. Los errores dinámicos se producen cuando el instrumento no responde con suficiente rapidez a los cambios de la variable medida.

1-4.3 Errores aleatorios

Se deben a causas desconocidas y ocurren incluso cuando todos los errores sistemáticos se han considerado. En experimentos bien diseñados por lo general se presentan

pocos errores aleatorios pero llegan a ser importantes en trabajos de gran exactitud. Supóngase que se monitoria un voltaje con un voltímetro, el cual lee cada media hora.

Aunque el instrumento es operado en condiciones ambientales ideales y se calibró antes de la medición, las lecturas varían ligeramente durante el periodo de observación. Esta variación no se puede corregir por ningún método de calibración u otro método de control conocido y no se puede explicar sin una investigación minuciosa. La única forma para compensar estos errores es incrementar el número de lecturas y usar medios estadísticos para obtener la mejor aproximación del valor real de la cantidad medida.

1-5 ANALISIS ESTADISTICO

El análisis estadístico de datos de mediciones es una práctica común ya que permite obtener una determinación analítica de la incertidumbre del resultado final. El resultado de un método de medición se puede predecir con base al muestreo de datos sin tener información detallada de todos los factores de perturbación. Para realizar métodos estadísticos e interpretaciones claras, generalmente se necesita un gran número de mediciones.

También los errores sistemáticos deben ser pequeños en comparación con los errores residuales o errores aleatorios, ya que el tratamiento estadístico de datos no puede eliminar tendencias fijas contenidas en las mediciones.

1-5.1 Media aritmética

El valor más probable de una variable medida es la media aritmética del número de lecturas tomadas. Cuando el número de lecturas de la misma cantidad es muy grande, se obtiene la mejor aproximación. En teoría, un número infinito de lecturas daría el mejor resultado, aunque en la práctica sólo se puede ejecutar un número finito de mediciones. La media aritmética está dada por la siguiente expresión:

$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + \cdots + x_n}{n} = \frac{\sum x}{n} \quad (1-1)$$

donde \bar{x} = media aritmética

x_1, x_2, x_n = lecturas tomadas

n = número de lecturas

El ejemplo 1-1 presentó el uso de la media aritmética.

1-5.2 Desviación de la media

Desviación es el alejamiento de una lectura dada de la media aritmética. Si la desviación de la primera lectura, x_1 , se llama d_1 , y la de segunda lectura, x_2 , es d_2 y así sucesi-

vamente, entonces, las desviaciones de la media se expresan como

$$d_1 = x_1 - \bar{x} \quad d_2 = x_2 - \bar{x} \quad d_n = x_n - \bar{x} \quad (1-2)$$

Nótese que la desviación de la media puede tener un valor positivo o negativo y que la suma algebraica de todas las desviaciones debe ser cero.

El ejemplo 1-9 ilustra el cálculo de las desviaciones.

EJEMPLO 1-9

Seis observadores tomaron un conjunto de mediciones independientes de corriente y los registraron como 12.8 mA, 12.2 mA, 12.5 mA, 13.1 mA, 12.9 mA y 12.4 mA. Hay que calcular a) media aritmética; b) desviaciones de la media.

SOLUCION a) Con la ecuación (1-1), la media aritmética es igual a

$$\bar{x} = \frac{12.8 + 12.2 + 12.5 + 13.1 + 12.9 + 12.4}{6} = 12.65 \text{ mA}$$

b) con la ecuación (1-2) las desviaciones son

$$d_1 = 12.8 - 12.65 = 0.15 \text{ mA}$$

$$d_2 = 12.2 - 12.65 = -0.45 \text{ mA}$$

$$d_3 = 12.5 - 12.65 = -0.15 \text{ mA}$$

$$d_4 = 13.1 - 12.65 = 0.45 \text{ mA}$$

$$d_5 = 12.9 - 12.65 = 0.25 \text{ mA}$$

$$d_6 = 12.4 - 12.65 = -0.25 \text{ mA}$$

Nótese que la suma algebraica de todas las desviaciones equivale a cero.

1-5.3 Desviación promedio

La desviación promedio es una indicación de la precisión de los instrumentos usados en las mediciones. Los instrumentos altamente precisos producen una desviación promedio baja entre las lecturas. Por definición, la desviación promedio es la suma de los valores *absolutos* de las desviaciones, entre el número de lecturas. El valor absoluto de la desviación es el valor sin respetar el signo. La desviación promedio se puede expresar como

$$D = \frac{|d_1| + |d_2| + |d_3| + \cdots + |d_n|}{n} = \frac{\sum |d|}{n} \quad (1-3)$$

El ejemplo 1-10 presenta el cálculo de la desviación promedio.

EJEMPLO 1-10

Calcúlese la desviación promedio para los datos del ejemplo 1-9.

SOLUCION

$$D = \frac{0.15 + 0.45 + 0.15 + 0.45 + 0.25 + 0.25}{6} = 0.283 \text{ mA}$$

1-5.4 Desviación estándar

En análisis estadísticos de errores aleatorios, la raíz media cuadrática de las desviaciones o *desviación estándar* es una ayuda muy valiosa. Por definición, la desviación estándar σ de un número infinito de datos es la raíz cuadrada de la suma de *todas* las desviaciones cuadradas individuales, divididas entre el número de lecturas. Expresada en términos matemáticos:

$$\sigma = \sqrt{\frac{d_1^2 + d_2^2 + d_3^2 + \dots + d_n^2}{n}} = \sqrt{\frac{\sum d_i^2}{n}} \quad (1-4)$$

En la práctica, el número posible de observaciones es finito. La desviación estándar de un número *finito* de datos está dada por

$$\sigma = \sqrt{\frac{d_1^2 + d_2^2 + d_3^2 + \dots + d_n^2}{n - 1}} = \sqrt{\frac{\sum d_i^2}{n - 1}} \quad (1-5)$$

La ecuación (1-5) se utiliza en el ejemplo 1-11.

Otra expresión esencialmente para la misma cantidad es la *varianza* o *desviación cuadrática media*, la cual es semejante a la desviación estándar excepto que no se le extrae la raíz cuadrada. Por lo tanto

$$\text{varianza } (V) = \text{desviación cuadrática media} = \sigma^2$$

La varianza es una cantidad de gran utilidad en la realización de muchos cálculos, ya que las varianzas son aditivas. La desviación estándar tiene la ventaja de tener las mismas unidades que la variable, lo que facilita la comparación de magnitudes. La mayoría de los resultados científicos se expresan en términos de desviación estándar.

1-6 PROBABILIDAD DE ERRORES

1-6.1 Distribución normal de errores

En la tabla 1-1 se presentan 50 lecturas de voltaje tomadas durante pequeños intervalos de tiempo en que se registraron los más cercanos a 0.1 V. El valor nominal de las

TABLA 1-1. Registro de lecturas de voltaje

Voltaje leído (voltios)	Número de lecturas
99.7	1
99.8	4
99.9	12
100.0	19
100.1	10
100.2	3
100.3	1
	<hr/> 50

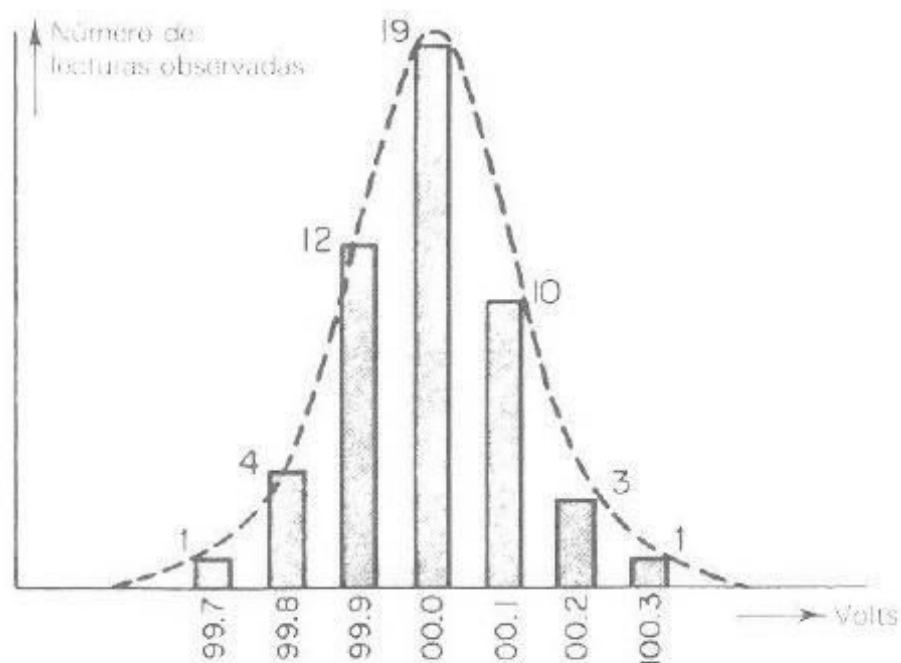


Figura 1-1 El histograma presenta la frecuencia de ocurrencia de las 50 lecturas de voltaje de la tabla 1-1. La curva punteada representa el límite de casos del histograma cuando se toma un gran número de lecturas en pequeños incrementos.

mediciones de voltaje fue 100.0 V. El resultado de la serie de mediciones puede ser presentado gráficamente como diagrama de bloques o *histograma*, en el cual el número de lecturas observadas se grafica contra cada lectura de voltaje. El histograma de la figura 1-1 representa los datos de la tabla 1-1.

La figura 1-1 muestra que el mayor número de lecturas (19) coincide con el valor central de 100.0 V, mientras las otras lecturas se localizan más o menos en forma simétrica en uno u otro lado del valor central. Si se toman más lecturas con menores incrementos, digamos 200 lecturas a intervalos de 0.05 V, la distribución de observaciones quedaría aproximadamente simétrica alrededor del valor central y el histograma sería casi igual al anterior. Con más datos, tomados en incrementos más y más pequeños, el contorno del histograma sería una curva continua, como la indicada por la línea punteada en la figura 1-1. Esta curva con forma de campana se conoce como curva de Gauss. En lo más pronunciado y estrecho de la curva, un observador puede establecer que el valor más probable de lectural real es el valor central o lectura media.

La ley normal de error o gaussiana constituye la base del estudio analítico de los efectos aleatorios. Aunque el tratamiento matemático de estos temas va más allá del alcance de este texto, las siguientes proposiciones cualitativas se basan en la ley de distribución normal:

- Todas las observaciones incluyen pequeños efectos de distorsión, llamados errores aleatorios.
- Los errores aleatorios pueden ser positivos o negativos.
- Hay igual probabilidad de errores aleatorios positivos o negativos.

Por lo tanto cabe esperar que las observaciones de mediciones incluyan más o menos errores en más o menos cantidades iguales, de forma que el error total sería pequeño y el valor medio sería el valor real de la variable medida.

Las posibilidades, así como la forma de la curva, de distribución de error se pueden establecer de la siguiente manera:

- Son más probables los pequeños errores que los grandes.
- Los errores grandes son muy improbables.

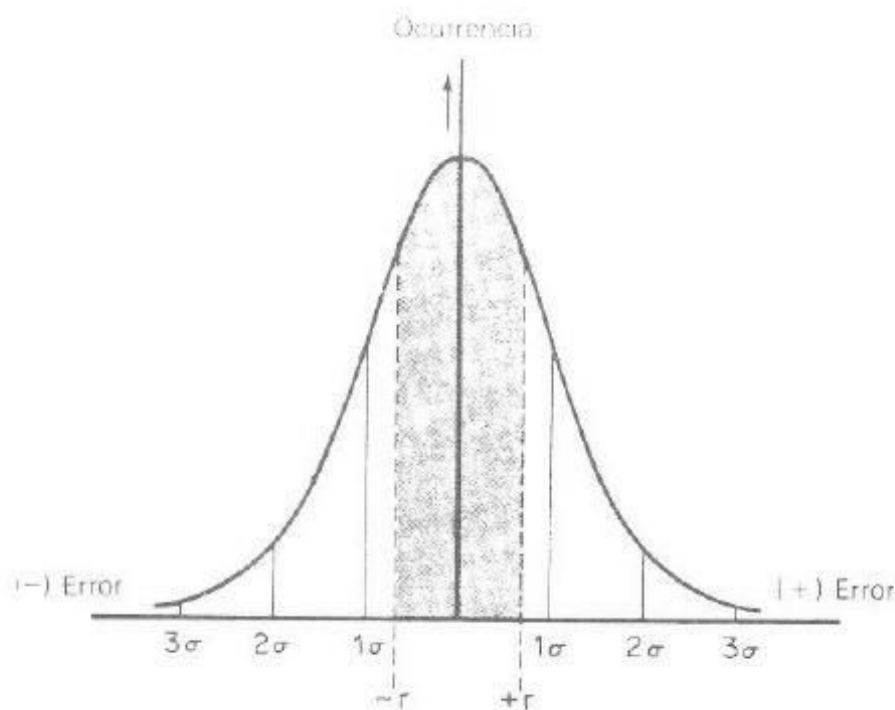


Figura 1-2 Curva para la ley de distribución normal. Las regiones sombreadas indican la región de error probable, donde $r = \pm 0.6745\sigma$.

- c) Hay igual probabilidad que ocurran errores positivos y negativos, de manera que la probabilidad de un error dado será simétrica alrededor del valor cero.

La curva de distribución de error de la figura 1-2 se basa en la ley de distribución normal y presenta una distribución simétrica de errores. Esta curva normal se considera como la forma que limita el histograma de la figura 1-1, en la cual el valor más probable del voltaje real es el valor medio igual a 100.0 V.

1-6.2 Error probable

El área bajo la curva de probabilidad de Gauss de la figura 1-2, entre los límites $+\infty$ y $-\infty$, representa el número entero de observaciones; el área bajo la curva entre los límites $+\sigma$ y $-\sigma$, representa los casos en que se difiere de la media por no más que la desviación estándar. La integración del área bajo la curva dentro de los límites $\pm\sigma$ da el número total de casos dentro de estos límites. Para datos distribuidos normalmente, y según la distribución de Gauss, alrededor del 68% de todos los casos queda entre los límites de $+\sigma$ y $-\sigma$ de la media. La tabla 1-2 expone los valores correspondientes para otras desviaciones, expresados en términos de σ .

Por ejemplo, si se mide gran número de resistencias con un valor nominal de 100 Ω y el valor medio encontrado es 100.00 Ω , con una desviación estándar (D E) de 0.20 Ω , el 68% (o dos tercios aproximadamente) del total de las resistencias tiene valo-

TABLA 1-2. Área bajo la curva de probabilidad

Desviación (\pm), σ	Fracción del área total incluida
0.6745	0.5000
1.0	0.6828
2.0	0.9546
3.0	0.9972

res entre los límites de $\pm 0.20 \Omega$ a partir de la media. Entonces, hay aproximadamente una probabilidad de dos a una que cualquier resistencia, seleccionada al azar, esté dentro de estos límites. Si se requiere tener mayor número de resistencias de cierta desviación se puede ampliar a un límite de $\pm 2\sigma$, en este caso $\pm 0.40 \Omega$. De acuerdo con la tabla 1-2, se incluye el 95% de todos los casos. Y esto da una probabilidad de diez a uno de que alguna resistencia seleccionada al azar quede dentro de $\pm 0.40 \Omega$ del valor medio de 100.00Ω .

La tabla 1-2 también indica que la mitad de los casos se incluyen en los límites de desviación de $\pm 0.6745\sigma$. La cantidad r se llama *error probable* y se define como

$$\text{error probable } r = \pm 0.6745\sigma \quad (1-6)$$

Este valor es *probable* en cuanto que hay igual probabilidad de que alguna observación tenga un error aleatorio no mayor que $\pm r$. El error probable fue utilizado en trabajos experimentales, sin embargo, actualmente se prefiere la desviación estándar en trabajos estadísticos.

EJEMPLO 1-11

Diez mediciones de una resistencia dan 101.2Ω , 101.7Ω , 101.3Ω , 101.0Ω , 101.5Ω , 101.3Ω , 101.2Ω , 101.4Ω , 101.3Ω y 101.1Ω . Supóngase que únicamente están presentes errores aleatorios; calcúlese a) media aritmética; b) desviación estándar de las lecturas; c) error probable.

SOLUCION Con un número grande de lecturas una simple tabulación de los datos es muy conveniente y evítense confusiones y equivocaciones.

Lectura, x	Desviación	
	d	d^2
101.2	-0.1	0.01
101.7	0.4	0.16
101.3	0.0	0.00
101.0	-0.3	0.09
101.5	0.2	0.04
101.3	0.0	0.00
101.2	-0.1	0.01
101.4	0.1	0.01
101.3	0.0	0.00
101.1	-0.2	0.04
$\Sigma x = 1,013.0$	$\Sigma d = 1.4$	$\Sigma d^2 = 0.36$

a) Media aritmética, $\bar{x} = \frac{\Sigma x}{n} = \frac{1,013.0}{10} = 101.3 \Omega$

b) Desviación estándar, $\sigma = \sqrt{\frac{d^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{0.36}{9}} = 0.2 \Omega$

c) Error probable = $0.6745\sigma = 0.6745 \times 0.2 = 0.1349 \Omega$

1-7 ERRORES LIMITE

En la mayoría de los instrumentos de indicación, la exactitud está garantizada por un cierto porcentaje de la lectura en plena escala. Los componentes de un circuito (como capacitores, resistores, etc.) están garantizados dentro de cierto porcentaje de su valor nominal. Los límites de las desviaciones de valores especificados se conocen como *errores límite* o *errores de garantía*. Por ejemplo, si una resistencia está dada como $500\ \Omega \pm 10\%$, el fabricante garantiza que la resistencia queda dentro de los límites de $450\ \Omega$ y $550\ \Omega$; no se especifica una desviación estándar ni un error probable, pero promete que el error no será mayor que los límites establecidos.

EJEMPLO 1-12

Un voltímetro de 0-150 V tiene una exactitud garantizada de 1% de lectura a plena escala. El voltaje medido por este instrumento es 83 V. Calcúlese el error límite en porcentaje.

SOLUCION La magnitud del error límite es

$$0.01 \times 150\ \text{V} = 1.5\ \text{V}$$

El porcentaje de error en la indicación del medidor de 83 V es

$$\frac{1.5}{83} \times 100\% = 1.81\%$$

Es importante observar en el ejemplo 1-12 que un medidor está garantizado para tener una exactitud mucho mayor que el 1% de la lectura a plena escala; pero cuando el medidor lee 83 V el error límite se incrementa al 1.81%. Así pues, cuando se mide un voltaje más pequeño, el error límite aumenta. Si el medidor indica 60 V, el porcentaje de error límite es $1.5/60 \times 100 = 2.5\%$; si el medidor lee 30 V, el error límite es $1.5/30 \times 100 = 5\%$. El incremento en porcentaje del error límite, cuando se miden voltajes pequeños, ocurre debido a que la magnitud del error límite se fija en una cantidad basada en la lectura de deflexión a plena escala del medidor. El ejemplo 1-12 representa la importancia de hacer mediciones *tan cercanas a la deflexión total como sea posible*.

Las mediciones o cálculos, *combinando* errores de garantía, se realizan con frecuencia. El ejemplo 1-13 ilustra dicho caso.

EJEMPLO 1-13

El voltaje generado por un circuito es igualmente dependiente del valor de tres resistencias y está dado por la siguiente ecuación:

$$V_{\text{salida}} = \frac{R_1 R_2}{R_3} (I)$$

Si la tolerancia de cada resistencia es 0.1%, ¿cuál es el error máximo del voltaje generado?

SOLUCION El voltaje obtenido más alto se tiene cuando R_1 y R_2 están en el máximo valor permitido por la tolerancia, mientras R_3 tiene el valor más pequeño permitido por ésta. No hay necesidad de conocer el valor real, basta el relativo. Para una variación de 0.1% el valor más alto de un resistor es 1.001 veces el valor nominal, mientras que el más bajo es 0.999 veces el valor nominal. Con el máximo valor de R_1 y R_2 el mínimo para R_3 se obtiene el valor más grande para $V_{\text{resultante}}$ a partir de

$$V_{\text{resultante}} = \frac{(1.001R_1)(1.001R_2)}{0.999R_3} = 1.003$$

El voltaje resultante más bajo se presenta cuando el valor de R_1 es el más alto y R_2 y R_3 tienen el más bajo. El voltaje resultante es

$$V_{\text{resultante}} = \frac{(0.999R_1)(0.999R_2)}{1.003R_3} = 0.997$$

La variación total del voltaje resultante es $\pm 0.3\%$, la cual es la suma algebraica de las tres tolerancias. Esto es verdadero en la primera aproximación. El máximo error es ligeramente distinto de la suma de las tolerancias individuales. Por otra parte, es poco probable que los tres componentes de este ejemplo tengan el máximo error y en tal caso produzcan el máximo o mínimo voltaje. Por lo tanto, se deben utilizar los métodos estadísticos mencionados en las secciones anteriores.

EJEMPLO 1-14

La corriente que circula por una resistencia de $100 \pm 0.2 \Omega$ es $2.00 \pm 0.01 \text{ A}$. Con la relación $P = I^2R$, calcúlese el error límite del valor de disipación de potencia.

SOLUCION Al expresar los límites garantizados tanto de corriente como de resistencia en porcentajes en lugar de unidades se tiene

$$I = 2.00 \pm 0.01 \text{ A} = 2.00 \pm 0.5\%$$

$$R = 100 \pm 0.2\% = 100 \pm 0.2\%$$

Si se emplea la peor combinación posible de errores para el cálculo de potencia, es decir, el valor de resistencia más alto y el mayor valor de corriente, la disipación de potencia es

$$P = I^2(1 + 0.005)^2R(1.002) = 1.012I^2R$$

Para la disipación de potencia más baja,

$$P = I^2(1 - 0.005)^2R(1 - 0.002) = 0.988I^2R$$

El error es $\pm 1.2\%$, el cual es dos veces el 0.5% de error de la corriente más el 0.2% de error de la resistencia. Esto se debe a que el término I de la ecuación aparece esencialmente dos veces en ella. Esto se puede observar reescribiendo la ecuación

$$P = I \times I \times R = I^2R$$

BIBLIOGRAFIA

- 1-1. Bartholomew, Davis, *Electrical Measurements and Instrumentation*, capítulos 1, 2. Boston: Allyn and Bacon, Inc., 1963.
- 1-2. Maloney, Timothy J., *Electric Circuits; Principles and Applications*, capítulo 1. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1984.
- 1-3. Young, Hugh D., *Statistical Treatment of Experimental Data*. New York: McGraw-Hill Book Company, 1962.

PROBLEMAS

- 1-1. ¿Cuál es la diferencia entre exactitud y precisión?
- 1-2. Listense cuatro posibles fuentes de errores en instrumentos.
- 1-3. ¿Cuáles son las tres clases generales de errores?
- 1-4. Defínase a) error instrumental; b) error límite; c) error de calibración; d) error ambiental; e) error aleatorio, f) error probable.
- 1-5. Un miliamperímetro de 0–1-mA tiene 100 divisiones cuyas divisiones pueden ser fácilmente leídas. ¿Cuál es la resolución del medidor?
- 1-6. Un voltímetro digital tiene un rango de conteo de lecturas de 0 a 9 999. Determínese la resolución del instrumento en volts cuando lee la lectura al máximo de la escala en 9 999 V.
- 1-7. Establézcase el número de cifras significativas en cada uno de los siguientes casos: a) 542; b) 0.65; c) 27.25; d) 0.00005; e) 40×10^6 ; f) 20 000.
- 1-8. Cuatro capacitores están colocados en paralelo. Los valores de los capacitores son $36.3 \mu\text{F}$, $3.85 \mu\text{F}$, $34.002 \mu\text{F}$ y 850 nF , con una incertidumbre de un dígito en el último lugar. ¿Cuál es la capacitancia total? Dar solamente las cifras significativas en la respuesta.
- 1-9. Se mide una caída de voltaje de 112.5 V a través de una resistencia por la cual pasa una corriente de 1.62 A. Calcúlese la potencia disipada en la resistencia. Dar solamente las cifras significativas en la respuesta.
- 1-10. ¿Qué voltaje daría un medidor de 20 000 ohms/V en la escala de 0–1-V, que se presenta en el circuito de la figura P1-10?

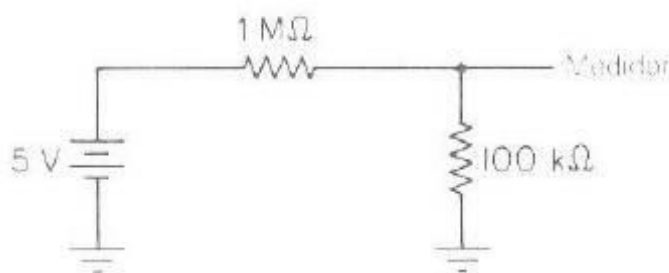


Figura P1-10

- 1-11. El voltaje en un resistor es de 200 V, con un error probable de $\pm 2\%$, y la resistencia es de 42Ω con un error probable de $\pm 1.5\%$. Calcúlese a) la potencia disipada en el resistor; b) el porcentaje de error en la respuesta.
- 1-12. Los siguientes valores se obtuvieron de las mediciones del valor de una resistencia: 147.2 Ω , 147.4 Ω , 147.9 Ω , 148.1 Ω , 147.1 Ω , 147.5 Ω , 147.6 Ω , 147.4 Ω , 147.6 Ω y 147.5 Ω . Cal-

cúlese **a)** media aritmética; **b)** desviación promedio; **c)** desviación estándar; **d)** error probable del promedio de las diez lecturas.

- 1-13.** Seis mediciones de una cantidad están asentadas en la hoja de datos y se presentan para su análisis: 12.35, 12.71, 12.48, 10.24, 12.63 y 12.58. Hay que examinar los datos y con base en las conclusiones calcular **a)** media aritmética; **b)** desviación estándar; **c)** error probable en porcentaje del promedio de las lecturas.

- 1-14.** Dos resistencias tienen los siguientes valores:

$$R_1 = 36 \, \Omega \pm 5\% \text{ y } R_2 = 75 \, \Omega \pm 5\%$$

Calcúlese **a)** la magnitud del error en cada resistencia; **b)** error límite en ohms y en porcentaje cuando las resistencias se conectan en serie; **c)** error límite en ohms y en porcentaje cuando se conectan en paralelo.

- 1-15.** El valor de una resistencia desconocida se determina con el método del puente de Wheatstone. La solución para la resistencia desconocida es $R_x = R_1 R_2 / R_3$, donde

$$R_1 = 500 \, \Omega \pm 1\%$$

$$R_2 = 615 \, \Omega \pm 1\%$$

$$R_3 = 100 \, \Omega \pm 0.5\%$$

Calcular **a)** valor nominal de la resistencia desconocida; **b)** error límite en ohms de la resistencia desconocida; **c)** el error límite en porcentaje de la resistencia desconocida.

- 1-16.** Se mide una resistencia con el método del voltímetro-amperímetro. La lectura del voltímetro es 123.4 V en la escala de 250-V y la del amperímetro es 283.5 mA en la escala de 500-mA. Ambos medidores están garantizados con una exactitud de $\pm 1\%$ de lectura a plena escala. Calcúlese **a)** valor indicado de la resistencia, **b)** límites dentro de los cuales se puede garantizar el resultado.
- 1-17.** En un circuito de cd, el voltaje en un componente es de 64.3 V y la corriente de 2.53 A, y ambos están dados con una incertidumbre de una unidad en el último lugar. Calcúlese la disipación de potencia con el número apropiado de cifras significativas.
- 1-18.** Se probó un transformador de potencia para determinar pérdidas y eficiencia. La potencia de entrada se midió siendo igual a 3 650 W y la salida de potencia entregada fue 3 385 W, en cada lectura se duda por ± 10 W. Calcúlese **a)** porcentaje de incertidumbre en las pérdidas del transformador; **b)** porcentaje de incertidumbre en la eficacia del transformador, determinado según la diferencia de la entrada y la salida de potencia leídas.
- 1-19.** El factor de potencia y el ángulo de fase en un circuito que conduce una corriente senoidal se determinan mediante mediciones de corriente, voltaje y potencia. La corriente es leída como 2.50 A en un amperímetro de 5-A, el voltaje como 115 V en un voltímetro de 250-V y la potencia como 220 W en un wattímetro de 500-W. El amperímetro y el voltímetro están garantizados con una exactitud de $\pm 0.5\%$ de la deflexión total de medición y el wattímetro dentro de un $\pm 1\%$ de la lectura a deflexión total. Calcúlese **a)** porcentaje de exactitud al cual se puede garantizar el factor de potencia; **b)** posible error en el ángulo de fase.

2

Sistemas de unidades de medición

2-1 UNIDADES FUNDAMENTALES Y DERIVADAS

Para especificar y hacer cálculos con cantidades físicas, éstas se deben definir tanto en *clase* como en *magnitud*. La medida estándar de cada clase de cantidad física es la *unidad*; el número de veces que la unidad ocurre en algún valor dado de la misma cantidad es el *número de medida*. Por ejemplo, cuando hablamos de una distancia de 100 metros, sabemos que el metro es la unidad de longitud y que el número de unidades de longitud es cien. La cantidad física, *longitud*, por consiguiente se define por la unidad, *metro*. Sin la unidad, el número de medida no tiene significado físico.

En la ciencia y la ingeniería, se usan dos clases de unidades: *unidades fundamentales* y *unidades derivadas*. Las unidades fundamentales en mecánica son medidas de *longitud*, *masa* y *tiempo*. Las medidas de las unidades fundamentales, ya sea pie o metro, libra o kilogramo, segundo u hora, son arbitrarias y se pueden seleccionar para ajustarlas a un cierto conjunto de circunstancias. Puesto que longitud, masa y tiempo son fundamentales para la mayor parte de otras cantidades físicas además de las de mecánica, son las llamadas unidades fundamentales *primarias*. Las medidas de ciertas cantidades físicas en las disciplinas de calorimetría, electricidad y de iluminación son también representadas por las unidades fundamentales. Estas unidades se usan únicamente cuando estas clases particulares son referidas y por tanto, se definen como unidades fundamentales secundarias o auxiliares.

Todas aquellas unidades que se pueden expresar en términos de unidades fundamentales se llaman unidades *derivadas*. Cada unidad derivada se origina de alguna ley física que define esa unidad. Por ejemplo, el área (A) de un rectángulo es proporcional a su longitud (l) y ancho (b) o $A = lb$. Si se escoge el metro como unidad de longitud, entonces el área de un rectángulo de 3 m por 4 m es 12 m². Obsérvese que los números de la medida se multiplican ($3 \times 4 = 12$) así como las unidades ($m \times m = m^2$). Por lo tanto, la unidad derivada para el área (A) es el metro cuadrado (m²).

Una unidad derivada se reconoce por sus *dimensiones*, las cuales se pueden definir por la fórmula algebraica completa para la unidad derivada. Los *símbolos* dimensionales para las unidades fundamentales de longitud, masa y tiempo son L , M y T , respectivamente. El símbolo dimensional para la unidad derivada de área es L^2 y para el volumen, L^3 . El símbolo dimensional para la unidad de fuerza es $LM T^{-2}$, la cual se obtiene de la ecuación que define la fuerza. Las fórmulas dimensionales de las unidades derivadas son particularmente útiles para convertir las unidades de un sistema a otro, como se muestra en la sección 2-6.

Por conveniencia, a algunas unidades derivadas se les han dado nuevos nombres. Por ejemplo, la unidad derivada de fuerza en el sistema SI es el newton (N), en lugar de utilizar el nombre dimensional correcto de kg m/seg².

2-2 SISTEMAS DE UNIDADES

En 1790 el gobierno francés ordenó a la directiva de la Academia Francesa de Ciencias estudiar y proponer un sistema único de pesas y medidas para reemplazar todos los sistemas existentes. Los científicos franceses decidieron, como primer principio, que un *sistema universal* de pesas y medidas no debería depender de patrones hechos por el hombre, sino basarse en medidas permanentes provistas por la naturaleza. Por consiguiente, se escogió como *unidad de longitud* al metro, definiéndolo como la diezmillonésima parte de la distancia desde el polo al ecuador a lo largo del meridiano que pasa a través de París. Como *unidad de masa* escogieron la masa de un centímetro cúbico de agua destilada a 4°C, a la presión atmosférica normal (760 mm Hg) y le dieron el nombre de *gramo*. Para la tercera unidad, la *unidad de tiempo*, decidieron emplear el segundo tradicional, definiéndolo como 1/86 400 del día solar medio.

Como segundo principio, decidieron que todas las otras unidades se deberían derivar de las tres *unidades fundamentales* de longitud, masa y tiempo antes mencionadas y propusieron el tercer principio con el que se propuso que los múltiplos y submúltiplos de las unidades básicas fueran en el *sistema decimal*, y diseñaron el sistema de prefijos en uso hoy en día. La tabla 2-1 enumera los múltiplos y submúltiplos decimales.

Las propuestas de la Academia Francesa fueron aprobadas e introducidas como el *sistema métrico* de unidades de Francia en 1795. El sistema métrico despertó considerable interés en otras partes y finalmente, en 1875, 17 países firmaron la llamada Convención del Metro, adoptando legalmente el sistema métrico de unidades. Sin embargo, aunque Gran Bretaña y Estados Unidos, firmaron la convención, reconocieron su legalidad únicamente en transacciones internacionales y no aceptaron el sistema métrico para uso doméstico.

TABLA 2-1 Múltiplos y submúltiplos decimales

<i>Nombre</i>	<i>Símbolo</i>	<i>Equivalente</i>
tera	T	10^{12}
giga	G	10^9
mega	M	10^6
kilo	k	10^3
hecto	h	10^2
deca	da	10
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

Gran Bretaña, mientras tanto, había estudiado un sistema de unidades eléctricas, y la Asociación Británica para el Avance de la Ciencia decidió que el centímetro y el gramo fueran las unidades fundamentales de longitud y masa. Desde ese momento se desarrolló el *sistema CGS (centímetro-gramo-segundo) o sistema absoluto de unidades*, utilizado por los físicos de todo el mundo. Surgieron complicaciones cuando el sistema CGS se extendió a las mediciones eléctricas y magnéticas a causa de la necesidad de introducir al menos una unidad más en el sistema. De hecho, se establecieron dos sistemas paralelos. En el *sistema electrostático CGS* se derivó la unidad de carga eléctrica del centímetro, gramo y segundo, asignando el valor 1 a la permitividad del vacío según la ley de Coulomb para la fuerza entre las cargas eléctricas. En el *sistema electromagnético CGS* las unidades básicas son las mismas y la unidad de fuerza de polo magnético se deriva asignando 1 como valor de la permitividad del espacio vacío en la fórmula del cuadrado inverso para la fuerza entre polos magnéticos.

Las unidades *derivadas* para la corriente eléctrica y el potencial eléctrico en los sistemas electromagnéticos, son el ampere y el volt, se usan en las mediciones prácticas. Estas dos unidades, y sus correspondientes derivados tales como el coulomb, ohm, henry, farad, etc., se incorporaron en un tercer sistema llamado *sistema práctico*. Las simplificaciones posteriores en el establecimiento de un verdadero sistema universal dio como resultado el trabajo pionero del ingeniero italiano Giorgi, quien señaló que las unidades prácticas de corriente, voltaje, energía y potencia, usadas por los ingenieros eléctricos, eran compatibles con el sistema metro-kilogramo-segundo. El sugirió que el sistema métrico se extendiera dentro de un sistema *coherente* de unidades que incluyera las unidades eléctricas prácticas. En el sistema Giorgi, adoptado por muchos países en 1935, conocido como el sistema *MKSA de unidades* se seleccionó el ampere como la cuarta unidad básica.

Un sistema más comprensivo se adoptó en 1954 y se designó en 1960 por un convenio internacional: el Sistema Internacional de Unidades (SI) (Système International d'Unités). En el sistema SI se usan seis unidades básicas, éstas son, el metro, el kilogramo, el segundo y el ampere del sistema MKSA y además el Kelvin y la candela

TABLA 2-2 Cantidades, unidades y símbolos básicos del SI

<i>Cantidad</i>	<i>Unidad</i>	<i>Símbolo</i>
Longitud	metro	m
Masa	kilogramo	kg
Tiempo	segundo	s
Corriente eléctrica	ampere	A
Temperatura termodinámica	kelvin	K
Intensidad luminosa	candela	cd

como las unidades de temperatura e intensidad luminosa, respectivamente. Las unidades del sistema SI están reemplazando otros sistemas en la ciencia y la tecnología, y han sido adoptadas como unidades legales en Francia, que llegarán a ser obligatorias en otros países con el sistema métrico.

Las seis unidades básicas del sistema SI, sus unidades de medición y sus símbolos se encuentran expresadas en la tabla 2-2.

2-3 UNIDADES ELECTRICAS Y MAGNETICAS

Antes de enumerar las unidades SI (algunas veces llamadas *Sistema Internacional MKS de unidades*), se verá brevemente el origen de las unidades eléctricas y magnéticas. Las unidades prácticas eléctricas y magnéticas con las cuales estamos familiarizados, tales como volt, ampere, ohm, henry, etc., se derivaron del sistema CGS de unidades.

El *sistema electrostático* CGS (CGSe) se basa en experimentos derivados de la ley experimental de Coulomb para la fuerza entre dos cargas eléctricas. La ley de Coulomb establece que

$$F = k \frac{Q_1 Q_2}{r^2} \quad (2-1)$$

donde F = fuerza entre las cargas, expresada en unidades de fuerza en el sistema CGSe en dinas (g cm/seg²)

k = constante de proporcionalidad

$Q_{1,2}$ = cargas eléctricas, expresadas en unidades CGSe (derivadas) de carga eléctrica (estatcoulomb)

r = separación entre las cargas, expresada en unidades fundamentales CGSe de longitud (centímetro)

Coulomb también descubrió que el factor de proporcionalidad k dependía del medio, y que variaba inversamente a su permitividad ϵ . (Faraday llamó permitividad la *constante dieléctrica*.) Entonces, la ley de Coulomb toma la forma

$$F = \frac{Q_1 Q_2}{\epsilon r^2} \quad (2-2)$$

Puesto que ϵ es un valor numérico que depende únicamente del medio, se le asignó un valor de 1 a la permitividad del espacio vacío, ϵ_0 , definiendo así ϵ_0 como la *cuarta unidad fundamental* del sistema CGSe. Entonces, la ley de Coulomb facilitó determinar la unidad de carga eléctrica Q en términos de sus cuatro unidades fundamentales por la relación

$$\text{dina} = \frac{\text{g cm}}{\text{s}^2} = \frac{Q^2}{(\epsilon_0 = 1) \text{ cm}^2}$$

y por lo tanto, dimensionalmente,

$$Q = \text{cm}^{3/2} \text{g}^{1/2} \text{s}^{-1} \quad (2-3)$$

A la unidad CGSe de carga eléctrica se le dio el nombre de *estatcoulomb*.

La unidad derivada de carga eléctrica en el sistema CGSe de unidades permitió determinar otras unidades eléctricas por su definición de ecuaciones. Por ejemplo, *corriente eléctrica* (símbolo I) se define como la velocidad del flujo de carga eléctrica y se expresa como

$$I = \frac{Q}{t} \quad (\text{estatcoulomb/seg}) \quad (2-4)$$

A la unidad de corriente eléctrica en el sistema CGSe se le dio el nombre de *estatampere*. La *fuerza de campo* eléctrico, E , *diferencia de potencial*, V , y *capacitancia*, C , de modo semejante, se derivan de su definición de ecuaciones.

La base del *sistema electromagnético CGS* de unidades (CGSm) es determinada experimentalmente de la ley de Coulomb para la fuerza entre dos polos magnéticos, la cual establece que

$$F = k \frac{m_1 m_2}{r^2} \quad (2-5)$$

El factor de proporcionalidad, k , depende del medio en el cual se conectan los polos, el cual varía inversamente con la *permeabilidad* μ magnética del medio. Al factor k se le asignó el valor 1 para la permeabilidad del espacio vacío, μ_0 , de manera que $k = 1/\mu_0 = 1$. De lo anterior se establece la permeabilidad del espacio vacío, μ_0 , como la *cuarta unidad fundamental* del sistema CGSm. La unidad electromagnética derivada de la fuerza polar se definió entonces en términos de estas cuatro unidades fundamentales por la relación:

$$\text{dina} = \frac{\text{g cm}}{\text{s}^2} = \frac{m^2}{(\mu_0 = 1) \text{ cm}^2}$$

y por tanto, dimensionalmente,

$$m = \text{cm}^{3/2} \text{g}^{1/2} \text{s}^{-1} \quad (2-6)$$

La unidad derivada de fuerza polar magnética en el sistema CGSm conduce a la determinación de otras unidades magnéticas, otra vez mediante la definición de sus ecuaciones. Por ejemplo, la *densidad de flujo magnético* (símbolo B), se define como la fuerza magnética por unidad de fuerza polar, siendo tanto la fuerza magnética co-

mo la fuerza polar unidades derivadas en el sistema CGSm. Dimensionalmente, B , es equivalente a $\text{cm}^{-1/2}\text{g}^{1/2}\text{s}^{-1}$ (dina-segundo/abcoulomb-centímetro) y recibe el nombre de *gauss*. De manera semejante, otras unidades magnéticas se pueden derivar definiendo sus ecuaciones y encontramos que la unidad para *flujo magnético* (símbolo Φ) recibe el nombre de *maxwell*; la unidad de *fuerza de campo magnético* (símbolo H), tiene el nombre de *oersted*; y la unidad de la *diferencia de potencial magnético* o *fuerza magnetomotriz* (símbolo U), se le llama *gilbert*.

Los dos sistemas CGS se enlazaron por el descubrimiento de Faraday, según el cual un imán en movimiento puede inducir una corriente eléctrica en un conductor, e inversamente, la electricidad en movimiento puede producir efectos magnéticos. La ley de Ampere del campo magnético relaciona la corriente eléctrica (I) con la fuerza de campo magnético (H)*, uniando cuantitativamente las unidades magnéticas del sistema CGSm con las unidades eléctricas en el sistema CGSe. Las dimensiones de los dos sistemas no concordaban exactamente y se introdujeron factores numéricos de conversión. Los dos sistemas finalmente formaron un sistema práctico de unidades eléctricas, el cual fue oficialmente adoptado por el Congreso Internacional de Electricidad.

Estas unidades eléctricas prácticas, derivadas del sistema CGSm, se definieron después en términos de las llamadas unidades internacionales. En ese tiempo (1908) se considera que el establecimiento de las unidades prácticas a partir de la definición del sistema CGS sería muy difícil para la mayoría de los laboratorios y fue por ello que se decidió (desafortunadamente) definir las unidades prácticas de tal forma que fuera sencillo establecerlas. El *ampere*, por lo tanto, se definió en términos del porcentaje de depósito de plata en una solución de nitrato de plata por la cual se pasa una corriente y el *ohm* como la resistencia de una columna especificada de mercurio. Estas unidades y sus derivadas fueron llamadas *unidades internacionales*. Conforme las técnicas de medición mejoran, se descubrió que existían pequeñas diferencias entre las unidades prácticas derivadas del CGSm y las unidades internacionales, las cuales fueron especificadas como se indica:

$$1 \text{ ohm internacional} = 1.00049 \, \Omega \text{ (unidad práctica CGSm)}$$

$$1 \text{ ampere internacional} = 0.99985 \text{ A}$$

$$1 \text{ volt internacional} = 1.00034 \text{ V}$$

$$1 \text{ coulomb internacional} = 0.99985 \text{ C}$$

$$1 \text{ farad internacional} = 0.99951 \text{ F}$$

$$1 \text{ henry internacional} = 1.00049 \text{ H}$$

$$1 \text{ watt internacional} = 1.00019 \text{ W}$$

$$1 \text{ joule internacional} = 1.00019 \text{ J}$$

Algunos detalles de las unidades eléctricas y magnéticas, y las definiciones que las relacionan se dan en la tabla 2-3. Los factores de multiplicación para la conversión a unidades SI se muestran en las columnas que encabezan CGSm y CGSe.

* Consultese un texto sobre teoría electromagnética.

TABLA 2-3 Unidades eléctricas y magnéticas

Cantidad y símbolo	Unidad SI			Factores de conversión	
	Nombre y símbolo		Definición de ecuación ^a	CGSm	CGSe ^b
Corriente eléctrica, I	ampere	A	$F_z = 10^{-7} I^2 \frac{dN}{dz}$	10	$10/c$
Fuerza electromotriz, E	volt	V	$p = IE$	10^{-8}	$10^{-8}c$
Potencial, V	volt	V	$p = IV$	10^{-8}	$10^{-8}c$
Resistencia, R	ohm	Ω	$R = V/I$	10^{-9}	$10^{-9}c$
Carga eléctrica, Q	coulomb	C	$Q = It$	10	$10/c$
Capacitancia, C	farad	F	$C = Q/V$	10^9	$10^9/c^2$
Intensidad de campo eléctrico, E	—	V/m	$E = V/l$	10^{-6}	$10^{-6}c$
Densidad de flujo eléctrico, D	—	C/m ²	$D = Q/l^2$	10^5	$10^5/c$
Permitividad, ϵ	—	F/m	$\epsilon = D/E$	—	$10^{11}/4\pi c^2$
Intensidad de campo magnético, H	—	A/m	$\oint H dl = nI$	$10^{3/4}$	—
Flujo magnético, Φ	weber	Wb	$E = d\Phi/dt$	10^{-8}	—
Densidad de flujo magnético, B	tesla	T	$B = \Phi/l^2$	10^{-4}	—
Inductancia, L, M	henry	H	$M = \Phi/I$	10^{-9}	—
Permeabilidad, μ	—	H/m	$\mu = B/H$	$4\pi \times 10^{-7}$	—

^aN indica la integral de Neumann para dos circuitos lineales, conduciendo cada uno la corriente I ; F_z es la fuerza entre los dos circuitos en la dirección definida por la coordenada z , los circuitos están en vacío; p denota potencia; l^2 indica área.

^b c = velocidad de la luz en el vacío en cm/s = 2.997925×10^{10} .

2-4 SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES

El sistema internacional MKSA de unidades se adoptó en 1960 por la Decimoprimerá Conferencia General de Pesas y Medidas bajo el nombre de *Sistema Internacional de Unidades* (SI). El sistema SI está reemplazando a los demás sistemas en los países que usan el sistema métrico y su amplia aceptación relega a los otros sistemas a una eventual obsolescencia.

Las seis cantidades fundamentales SI se enumeran en la tabla 2-2. Las unidades derivadas se expresan en términos de estas seis unidades básicas mediante la definición de ecuaciones. Algunos ejemplos de ecuaciones definidas se dan en la tabla 2-3 para expresiones de cantidades eléctricas y magnéticas. La tabla 2-4 enumera, junto con las cantidades fundamentales las cuales se repiten en esta tabla, las unidades complementarias y derivadas en el SI, las cuales son recomendadas para su uso por la Conferencia General.

La primera columna en la tabla 2-4 presenta las *cantidades* (fundamentales, complementarias y derivadas). La segunda columna da el *símbolo de ecuación* para cada cantidad. La tercera columna presenta las dimensiones de cada unidad derivada en términos de las seis dimensiones fundamentales. La cuarta columna da el nombre de cada *unidad*; la quinta, el *símbolo* de la unidad. Este último no se debe confundir con el símbolo de la *ecuación*; esto es, el símbolo de la ecuación para resistencia es R , pero el símbolo de la unidad para ohm es Ω .

TABLA 2-4 Unidades fundamentales, complementarias y derivadas

<i>Cantidad</i>	<i>Símbolo de la ecuación</i>	<i>Dimensión</i>	<i>Unidad</i>	<i>Símbolo de la unidad</i>
Fundamental				
Longitud	l	L	metro	m
Masa	m	M	kilogramo	kg
Tiempo	t	T	segundo	s
Corriente eléctrica	I	I	ampere	A
Temperatura termodinámica	T	Θ	kelvin	K
Intensidad luminosa			candela	cd
Complementarias^a				
Angulo plano	α, β, γ	$[L]^0$	radián	rad
Angulo sólido	Ω	$[L]^2$	esterorradián	sr
Derivadas				
Area	A	L^2	metro cuadrado	m^2
Volumen	V	L^3	metro cúbico	m^3
Frecuencia	f	T^{-1}	hertz	Hz (1/s)
Densidad	ρ	$L^{-3}M$	kilogramo por metro cúbico	kg/m^3
Velocidad	v	LT^{-1}	metro por segundo	m/s
Velocidad angular	ω	$[L]^0T^{-1}$	radián por segundo	rad/s
Aceleración	a	LT^{-2}	metro por segundo al cuadrado	m/s^2
Aceleración angular	α	$[L]^0T^{-2}$	radián por segundo al cuadrado	rad/s^2
Fuerza	F	LMT^{-2}	newton	N ($kg\ m/s^2$)
Presión, esfuerzo	p	$L^{-1}MT^{-2}$	newton por metro cuadrado	N/m^2
Trabajo, energía	W	L^2MT^{-2}	joule	J (N m)
Potencia	P	L^2MT^{-3}	watt	W (J/s)
Cantidad de electricidad	Q	TI	coulomb	C (A s)
Fuerza electromotriz, diferencia de potencial	V	$L^2MT^{-3}I^{-1}$	volt	V (W/A)
Intensidad de campo eléctrico	E, ε	$LMT^{-3}I^{-1}$	volt por metro	V/m
Resistencia eléctrica	R	$L^2MT^{-3}I^2$	ohm	Ω (V/A)
Capacitancia eléctrica	C	$L^{-2}M^{-1}T^4I^2$	farad	F (A s/V)
Flujo magnético	Φ	$L^2MT^{-2}I^{-1}$	weber	Wb (v s)
Intensidad de campo magnético	H	$L^{-1}I$	ampere por metro	A/m
Densidad de flujo magnético	B	$MT^{-2}I^{-1}$	tesla	T (Wb/ m^2)
Inductancia	L	$L^2MT^{-3}I^2$	henry	H (V s/A)
Fuerza magnetomotriz	U	I	ampere	A
Flujo luminoso			lumen	lm (cd sr)
Luminancia			candela por metro al cuadrado	cd/m^2
Iluminación			lux	lx (lm/ m^2)

^a La Onceava Conferencia General designó estas unidades como complementarias, aunque se puede argumentar que son unidades derivadas.

2-5 OTROS SISTEMAS DE UNIDADES

El sistema inglés de unidades utiliza el *pie* (ft), la *libra masa* (lb), y el *segundo* (s) como las tres unidades fundamentales de longitud, masa y tiempo, respectivamente. Aunque las medidas de longitud y peso son un legado de la ocupación Romana de Gran Bretaña y por tanto están definidas rudimentariamente, la *pulgada* (definida como un doceavo de un pie) fue fijada *exactamente* como 25.4 mm. De manera semejante, la medida para la *libra* (lb) ha sido determinada *exactamente* como 0.45359237 kg. Estas dos cifras permiten convertir todas las unidades del sistema inglés al SI.

Comenzando con las unidades fundamentales, pie, libra y segundo, las unidades mecánicas se derivan simplemente por sustitución en las ecuaciones dimensionales de la tabla 2-4. Por ejemplo, la unidad de densidad se expresaría en lb/pie³ y la unidad de aceleración en pie/seg². La unidad derivada de fuerza en el sistema pie-lb-seg es el *poundal* y es la fuerza requerida para acelerar 1 libra-masa a la proporción de 1 pie/seg². Como resultado, la unidad para energía o trabajo es el pie-poundal (pie-pdl).

Otros sistemas diferentes se han diseñado y se han usado en varias partes del mundo. El sistema MTS (metro-tonelada-segundo) se diseñó especialmente para propósitos de ingeniería en Francia y proporciona una réplica del sistema CGS excepto que las unidades de longitud y masa (metro y tonelada, respectivamente) tuvieron más aplicaciones prácticas en ingeniería. El sistema *gravitacional* define la segunda unidad fundamental como el *peso* de una masa medida; esto es, la fuerza con la cual la masa es atraída a la tierra por medio de la gravedad. En contraste con el sistema gravitacional, los sistemas absolutos, como el CGS y el SI, utilizan la medida de masa como segunda unidad fundamental, pero su valor es independiente de la atracción gravitacional.

Ya que las medidas inglesas todavía se utilizan ampliamente, tanto en Gran Bretaña como en Norteamérica, la conversión al sistema SI es necesaria si deseamos trabajar en ese sistema. La tabla 2-5 enumera algunos de los factores de conversión más comunes de las unidades inglesas a las SI.

TABLA 2-5 Conversión del sistema inglés al SI

<i>Cantidad</i>	<i>Unidad inglesa</i>	<i>Símbolo</i>	<i>Equivalencia en sistema métrico</i>	<i>Recíproco</i>
Longitud	1 pie	ft	30.48 cm	0.0328084
	1 pulgada	in.	25.4 mm	0.0393701
Area	1 pie cuadrado	ft ²	$9.29030 \times 10^2 \text{ cm}^2$	0.0107639×10^{-2}
	1 pulgada cuadrada	in. ²	$6.4516 \times 10^2 \text{ mm}^2$	0.155000×10^{-2}
Volumen	1 pie cúbico	ft ³	0.0283168 m ³	35.3147
Masa	1 libra (avdp)	lb	0.45359237 kg	2.20462
Densidad	1 libra por pie cúbico	lb/ft ³	16.0185 kg/m ³	0.062428
Velocidad	1 pie por segundo	ft/s	0.3048 m/s	3.28084
Fuerza	1 poundal	pdl	0.138255 N	7.23301
Trabajo, energía	1 poundal-pie	ft pdl	0.0421401 J	23.7304
Potencia	1 caballo de potencia	hp	745.7 W	0.00134102
Temperatura	grado F	°F	$5(t - 32)/9^\circ\text{C}$	—

2-6 CONVERSION DE UNIDADES

A menudo es necesario convertir cantidades físicas de un sistema de unidades a otro. En la sección 2-1 se estableció que una cantidad física se expresa en tanto en su unidad como en su número de medida; y la unidad es la que se convierte no el número de medida. Las ecuaciones dimensionales son de gran utilidad para convertir el valor numérico de una cantidad dimensional, cuando las unidades cambian de un sistema a otro. La técnica requiere del conocimiento de la relación numérica entre las unidades fundamentales y alguna destreza en la manipulación de múltiplos y submúltiplos de las unidades.

El método empleado en la conversión de un sistema a otro se ilustra mediante los siguientes ejemplos, en los que se incrementan progresivamente su grado de dificultad.

EJEMPLO 2-1

El área del piso de una oficina que están construyendo es $5\,000\text{ m}^2$. Calcular el área del piso en pies^2 .

SOLUCION Para convertir la unidad m^2 a la nueva unidad pies^2 , se debe conocer la relación entre ellas. En la tabla 2-5 el equivalente métrico de 1 pie es 30.48 cm, o $1\text{ pie} = 0.3048\text{ m}$. Por lo tanto

$$A = 5,000\text{ m}^2 \times \left(\frac{1\text{ pie}}{0.3048\text{ m}}\right)^2 = 53\,820\text{ pie}^2$$

EJEMPLO 2-2

Una densidad de flujo en el sistema CGS se expresa como 20 maxwells/cm^2 . Calcular la densidad de flujo en líneas/pulg². (NOTA: $1\text{ maxwell} = 1\text{ línea}$)

SOLUCION

$$B = \frac{20\text{ maxwells}}{\text{cm}^2} \times \left(\frac{2.54\text{ cm}}{\text{pulg}}\right)^2 \times \frac{1\text{ línea}}{1\text{ maxwell}} = 129\text{ líneas/pulg}^2$$

EJEMPLO 2-3

La velocidad de la luz en el vacío es expresada por: $2.997925 \times 10^8\text{ m/s}$. Expresar la velocidad de la luz en km/h .

SOLUCION

$$c = 2.997925 \times 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}} \times \frac{1\text{ km}}{10^3\text{ m}} \times \frac{3.6 \times 10^3\text{ s}}{1\text{ h}} = 10.79 \times 10^8\text{ km/h}$$

EJEMPLO 2-4

Expresar la densidad del agua, 62.5 lb/pie³, en a) lb/pulg³; b) g/cm³.

SOLUCION

$$\text{a) Densidad} = \frac{62.5 \text{ lb}}{\text{pie}^3} \times \left(\frac{1 \text{ pie}}{12 \text{ pulg}} \right)^3 = 3.62 \times 10^{-2} \text{ lb/pulg}^3$$

$$\text{b) Densidad} = 3.62 \times 10^{-2} \frac{\text{lb}}{\text{in.}^3} \times \frac{453.6 \text{ g}}{1 \text{ lb}} \times \left(\frac{1 \text{ pulg}}{2.54 \text{ cm}} \right)^3 = 1 \text{ g/cm}^3$$

EJEMPLO 2-5

El límite de velocidad en una carretera de 60 km/h. Calcular el límite en a) mi/h; b) pies/seg.

SOLUCION

$$\begin{aligned} \text{a) Límite de velocidad} &= \frac{60 \text{ km}}{\text{h}} \times \frac{10^3 \text{ m}}{1 \text{ km}} \times \frac{10^2 \text{ cm}}{1 \text{ m}} \times \frac{1 \text{ pulg}}{2.54 \text{ cm}} \times \frac{1 \text{ pie}}{12 \text{ pulg}} \\ &\quad \times \frac{1 \text{ mi}}{5\,280 \text{ pie}} = 37.3 \text{ mi/h} \end{aligned}$$

$$\text{b) Límite de velocidad} = \frac{37.3 \text{ mi}}{\text{h}} \times \frac{5\,280 \text{ pie}}{1 \text{ mi}} \times \frac{1 \text{ h}}{3.6 \times 10^3 \text{ s}} = 54.9 \text{ pie/s}$$

BIBLIOGRAFIA

- 2-1. Geczy, Steven, *Basic Electrical Measurements*, capítulo 1 y apéndice. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1984.
- 2-2. ITT Staff, *Reference Data for Radio Engineers*, 7a edición, capítulo 3. Indianapolis, Ind.: Howard W. Sams & Company, Inc., 1985.

PROBLEMAS

2-1. Completar las siguientes conversiones:

$$1\,500 \text{ MHz} = \text{GHz}$$

$$12.5 \text{ kHz} = \text{Hz}$$

$$125 \text{ nH} = \mu\text{H}$$

$$346.4 \text{ kV} = \text{V}$$

$$5.3 \text{ mA} = \text{A}$$

$$5 \text{ H} = \text{mH}$$

$$4.6 \text{ pJ} = \text{J}$$

$$1.4 \text{ } \mu\text{s} = \text{ms}$$

$$3.2 \text{ ns} = \text{h}$$

$$14 \text{ fs} = \mu\text{s}$$

- 2-2. ¿Cuál es la velocidad de la luz en el vacío en pies por segundo?
- 2-3. La carga de un electrón es $1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$. ¿Cuántos electrones pasan por un punto cada microsegundo si la corriente en ese punto es 4.56 A ?
- 2-4. La temperatura ambiental es 25°C . ¿Cuál es la temperatura en grados Fahrenheit y Kelvin?
- 2-5. Calcular la altura en cm de un hombre de 5 pies 11 pulgadas de alto.
- 2-6. Calcular la masa en kg de una yarda cúbica de hierro siendo su densidad 7.86 g/cm^3 .
- 2-7. Calcular el factor de conversión de milla/h a pies/seg.
- 2-8. Un cuerpo cargado eléctricamente tiene un exceso de 10^{15} electrones. Calcular su carga en C.
- 2-9. Un tren cubre una distancia de 220 millas en 2 h y 45 minutos. Calcular la velocidad promedio del tren en millas/seg.
- 2-10. Dos cargas eléctricas están separadas a 1 metro. Si una es de $+10 \text{ C}$ y la otra -6 C , calcular la fuerza de atracción entre cargas en N y en libras. Suponer que están en el vacío.
- 2-11. La unidad práctica de energía eléctrica es el kWh. La unidad de energía en el sistema SI es el Joule (J). Calcular el número de Joules en 1 kWh.
- 2-12. Una grúa transporta una masa de 100 kg a una altura de 20 m en 5 seg . Calcular a) trabajo realizado por la grúa en unidades SI; b) aumento de energía potencial de la masa en unidades SI; c) potencia o cantidad de trabajo en unidades SI.
- 2-13. Calcular el voltaje de un acumulador si en la terminal positiva una carga de $3 \times 10^{-4} \text{ C}$ tiene $6 \times 10^{-2} \text{ J}$ de energía.
- 2-14. Una carga eléctrica de 0.035 C fluye a través de un conductor de cobre durante 5 minutos. Calcular la corriente promedio en mA.
- 2-15. Una corriente promedio de $25 \text{ } \mu\text{A}$ se pasa a través de un cable durante 30 seg . Calcular el número de electrones transferidos a través del conductor.
- 2-16. El límite de velocidad para una autopista de 4 carriles es 70 millas/h . Expresarlo en a) km/h; b) pies/seg.
- 2-17. La densidad del cobre es 8.93 g/cm^3 . Expresarla en a) kg/m^3 ; b) lb/pie^3 .

3

Patrones de medición

3-1 CLASIFICACION DE LOS PATRONES

Un patrón de medición es una representación física de una unidad de medición. Una unidad se realiza con referencia a un patrón físico arbitrario o a un fenómeno natural que incluye constantes físicas y atómicas. Por ejemplo, la unidad fundamental de masa en el Sistema Internacional (SI) es el *kilogramo*, que se define como la masa de un decímetro cúbico de agua a su temperatura de máxima densidad de 4°C (véase sección 2-2). Esta unidad de masa se representa con un material patrón: la masa del Kilogramo Patrón Internacional, que consiste en un cilindro de aleaciones de platino e iridio, el cual se encuentra en la Oficina Internacional de Pesas y Medidas en Sèvres, cerca de París, y es la *representación material* del kilogramo. Se han desarrollado patrones semejantes para otras unidades de medición, incluyendo patrones para las unidades fundamentales, así como para algunas unidades mecánicas y eléctricas derivadas.

Además de unidades fundamentales y derivadas de medición, hay diferentes tipos de *patrones de medición*, clasificados por su función y aplicación en las siguientes categorías:

- a) Patrones internacionales
- b) Patrones primarios
- c) Patrones secundarios
- d) Patrones de trabajo

Los *patrones internacionales* se definen por acuerdos internacionales. Representan ciertas unidades de medida con la mayor exactitud que permite la tecnología de producción y medición. Los patrones internacionales se evalúan y verifican periódicamente con *mediciones absolutas* en términos de las unidades fundamentales (véase tabla 2-2). Estos patrones se encuentran en la Oficina Internacional de Pesas y Medidas y no están disponibles como instrumentos de medición de uso ordinario o para propósitos de comparación o calibración.

Los *patrones primarios* (básicos) se encuentran en los laboratorios de patrones nacionales en diferentes partes del mundo. El National Bureau of Standards (NBS) en Washington es responsable del mantenimiento de los patrones primarios en Estados Unidos. Otros laboratorios adicionales son el National Physical Laboratory (NPL) en Gran Bretaña y, el más antiguo del mundo, el Physikalisch-Technische Reichsanstalt, de Alemania. Los patrones primarios *representan* unidades fundamentales y algunas de las unidades mecánicas y eléctricas derivadas, se calibran independientemente por medio de mediciones absolutas en cada uno de los laboratorios nacionales. Los resultados de estas mediciones se comparan entre sí, con lo cual se obtiene una representación promedio mundial para el patrón primario. Los patrones primarios no están disponibles para utilizarse fuera de los laboratorios nacionales. Una de las principales funciones de los patrones primarios es la verificación y calibración de los patrones secundarios.

Los *patrones secundarios* son los patrones básicos de *referencia* que se usan en los laboratorios industriales de medición. Estos patrones se conservan en la industria particular interesada y se verifican localmente con otros patrones de referencia en el área. La responsabilidad del mantenimiento y calibración de los patrones secundarios depende del laboratorio industrial. Los patrones secundarios por lo general, se envían periódicamente a los laboratorios nacionales para su calibración y comparación con los patrones primarios, luego son devueltos al usuario industrial con un *certificado* del valor de medición en términos del patrón primario.

Los *patrones de trabajo* son las herramientas principales en un laboratorio de mediciones. Se utilizan para verificar y calibrar la exactitud y comportamiento de las mediciones efectuadas en las aplicaciones industriales. Un fabricante de resistencias de precisión, por ejemplo, puede utilizar una *resistencia patrón* (un patrón de trabajo) en el departamento de control de calidad de la planta para verificar su equipo de prueba. En este caso, él *verifica* que las mediciones efectuadas estén dentro de los límites requeridos de exactitud.

En las mediciones eléctricas y electrónicas interesan los patrones de medición eléctricos y magnéticos, los cuales se analizan en la siguiente sección. Sin embargo, las unidades eléctricas pueden generarse a partir de las unidades básicas de longitud, masa y tiempo (de hecho, los laboratorios nacionales efectúan *mediciones* relacionando las unidades eléctricas derivadas con unidades fundamentales) por lo que se dará una descripción más detallada.

3-2 PATRONES PARA MASA, LONGITUD Y VOLUMEN

La *unidad de masa* métrica se definió como la masa de un decímetro cúbico de agua a una temperatura de máxima densidad. La *representación material* de esta unidad es el Kilogramo Patrón Internacional, que se halla en la Oficina Internacional de Pesas y Medidas, cerca de París. El patrón primario de masa estadounidense es el Kilogramo Patrón de Estados Unidos, que se encuentra en la NBS, con una precisión de $1/10^8$; en ocasiones se verifica con el patrón de la Oficina Internacional. Los *patrones secundarios* de masa, dados por los laboratorios industriales, generalmente tienen una precisión de 1 ppm (parte por millón) y pueden verificarse con los patrones primarios de la NBS. En el comercio los *patrones de trabajo* están disponibles en una amplia gama de valores para satisfacer cualquier aplicación. Su precisión es del orden de 5 ppm. Los patrones de trabajo se verifican con los patrones secundarios de laboratorio.

La *libra (lb)*, establecida por la Weights and Measures Act, de 1963 (que entró en vigor el 31 de enero de 1964), se define como 0.45359237 kg *exactamente*. Todos los países que conservan la libra como unidad básica de medición han adoptado la nueva definición, la cual reemplaza el patrón inicial de platino.

La unidad métrica de longitud, el metro, se definió como la $1/10^4$ parte del cuadrante del meridiano que pasa a través de París (sección 2-2). Esto fue consecuencia de la sugerencia del conocido astrónomo francés Pierre-Simon Laplace, en 1790 de dividir el ángulo recto en 100 grados en lugar de 90, y cada grado en 100 minutos en lugar de 60. La medida de un metro sería la distancia en la superficie de la Tierra recorrida en un arco de un segundo, lo cual es un diezmilésimo del cuadrante del meridiano o la línea que va desde el Ecuador al Polo Norte Geográfico. Esto se representó materialmente por la distancia entre dos líneas grabadas en una barra de platino-iridio que se encuentra en la Oficina Internacional de Pesas y Medidas, cerca de París. En 1960, el metro se redefinió con más exactitud en términos del número de longitudes de onda emitidas por un átomo de kriptón-86. Por más de 20 años el metro patrón internacional fue 1 650 763.73 longitudes de onda de la radiación rojo-naranja observada cuidadosamente en una lámpara de descarga de kriptón, ya que este patrón no proporcionaba un concepto original y preciso, en 1983 se adoptó un nuevo metro patrón, el cual es muy simple: un metro es la distancia a la que se propaga la luz en el vacío en $1/299\,792\,458$ segundos.

La *yarda* se define como 0.9144 metros y una pulgada es 25.4 mm, ya que los patrones de unidades inglesas para medición se basan en patrones métricos. Esta definición de yarda y pulgada reemplaza a la anterior en términos de un yarda patrón imperial. Los pocos países que aún utilizan la yarda y otras unidades de medición inglesas han adoptado esta nueva definición.

Los *patrones de trabajo* industriales de longitud más utilizados son bloques de medida de precisión hechos de acero. Estos bloques tienen dos superficies planas paralelas, a una distancia de separación especificada, con una tolerancia en exactitud en el intervalo de 0.5-0.25 micrones (1 micrón = 1 millonésima de metro). El desarrollo y uso de los bloques de precisión, de bajo costo y elevada exactitud, han hecho posible la fabricación de componentes industriales intercambiables en una aplicación muy económica de mediciones con precisión.

La unidad de *volumen* es una cantidad derivada y no se representa por medio de un patrón internacional. Sin embargo, la NBS ha elaborado varios patrones primarios de volumen, calibrados en términos de las dimensiones absolutas de longitud y masa, los patrones derivados secundarios de volumen están disponibles y se pueden calibrar según los patrones primarios de la NBS.

Conforme aumenta la necesidad de contar con patrones más exactos y se desarrolla tecnología para crear y mantener estos patrones, las bases para las medidas y pesos internacionales se modificarán hasta satisfacer las necesidades de los científicos y la comunidad comercial. Los mejoramientos y descubrimientos serán añadidos a los patrones internacionales para mantener en armonía las necesidades mundiales.

3-3 PATRONES DE TIEMPO Y FRECUENCIA*

Desde tiempos remotos el hombre ha buscado un patrón de referencia para una escala uniforme de tiempo así como los medios para interpolarla y obtener lapsos de tiempo más cortos. Por muchos siglos la referencia de tiempo fue la rotación de la Tierra sobre su eje respecto al Sol. Observaciones astronómicas precisas han mostrado que dicha rotación del planeta alrededor del Sol es muy irregular, debido a las dispares variaciones en la velocidad de rotación del planeta. Puesto que la escala de tiempo basada en este *tiempo solar* aparente no representa ninguna escala de tiempo uniforme, se buscaron otras alternativas. El *tiempo solar medio* daría una escala de tiempo más exacta. Un día solar medio es el promedio de todos los días del año. Un *segundo solar medio* es igual a $1/86\,400$ del día solar medio. El segundo solar medio, así definido, es inadecuado como unidad fundamental de tiempo, debido a que está relacionado con la rotación de la Tierra, la cual se sabe que no es uniforme.

El sistema de *tiempo universal* (TU), o tiempo solar medio, se basa también en la rotación de la Tierra sobre su eje. Este sistema se conoce como TU_0 y está sujeto a variaciones periódicas prolongadas e irregulares. Las correcciones del TU_0 han originado dos escalas universales de tiempo; TU_1 y TU_2 . La TU_1 , reconoce que la Tierra está sujeta al movimiento polar, y se basa en la rotación angular real de la Tierra, corregida por el movimiento polar. La escala de tiempo TU_2 es la TU_1 con una corrección adicional por las variaciones *estacionales* de la rotación de la Tierra. Estas variaciones se deben, en apariencia, a los desplazamientos estacionales de la materia sobre la superficie de la Tierra, de tal modo que cambia la cantidad de hielo en las regiones polares a medida que el Sol se desplaza del hemisferio sur al norte y viceversa durante el año. Esta redistribución *cíclica* de la masa incide sobre la rotación de la Tierra, lo que produce cambios en su momento de inercia. El *periodo*, o *instante de tiempo*, de TU_2 se puede establecer con una exactitud de pocos milisegundos, pero por lo general no se distribuye con esta exactitud. El periodo indicado por las señales de tiempo de radio patrón difieren del tiempo de TU_2 hasta en 100 ms. Los valores

**Frequency and Time Standards*; Nota de aplicación AN 52, publicado por Hewlett-Packard, Palo Alto, California; describe métodos de comparación de frecuencias, escalas de tiempo y patrones de tiempo mundial de radiodifusión.

de la diferencia se publican en los boletines del Servicio Nacional del Tiempo (NBS) y del Bureau International del l'Heure (observatorio de París).

La búsqueda de una unidad de tiempo universal ha permitido que los astrónomos definan la unidad de tiempo llamada *tiempo efímero* (TE), que se basa en observaciones astronómicas del movimiento de la Luna alrededor de la Tierra. Desde 1956 el segundo efímero se ha definido por la Oficina Internacional de Pesas y Medidas como la fracción $1/31\,556\,925.9747$ del año tropical para enero de 1900 de las 0 a las 12 horas TE, que se adoptó como la *unidad invariable fundamental de tiempo*. Una desventaja del uso del segundo efímero es que sólo se puede determinar con varios años de atraso y por tanto en forma indirecta, mediante la observación de la posición del Sol y de la Luna. Para *mediciones físicas*, la unidad de intervalo de tiempo se ha definido en términos de un patrón atómico. El segundo universal y el segundo efímero se continúan utilizando en la navegación, estudios geodésicos y mecánica espacial.

El desarrollo y refinamiento de los *resonadores atómicos* ha hecho posible el control de la frecuencia de un oscilador y, por lo tanto, mediante la conversión de frecuencia, la elaboración de *relojes atómicos*. La transición entre dos niveles de energía, E_1 y E_2 , de un átomo está relacionada con la emisión (o absorción) de radiación teniendo una frecuencia dada por $h\eta = E_2 - E_1$, donde h es la constante de Planck. Puesto que los estados de energía no son afectados por condiciones externas, como los campos magnéticos, la frecuencia η es una *constante física*, que depende únicamente de la estructura interna del átomo. Ya que la frecuencia es el inverso del tiempo, un átomo proporciona un *intervalo de tiempo constante*. Se investigaron las transiciones atómicas de varios metales, y en 1955 se puso en operación el primer reloj atómico, basado en el átomo de cesio. El intervalo de tiempo proporcionado por el reloj de cesio es más exacto que el que proporciona un reloj calibrado por medio de mediciones astronómicas. La *unidad atómica de tiempo* se relacionó en un principio con el TU, pero más tarde se expresó en términos del TE. El Comité Internacional de Pesas y Medidas ha definido el segundo en términos de la frecuencia de transición del átomo de cesio, asignándole un valor de $9\,192\,631\,770$ Hz a la transición hiperfina del átomo de cesio sin perturbaciones de campos externos.

La *definición atómica* del segundo alcanza una exactitud mayor que la obtenida por medio de observaciones astronómicas, lo que ha dado una base de tiempo mucho más uniforme y conveniente. La determinación de los intervalos de tiempo se pueden efectuar ahora en unos pocos minutos y con mayor exactitud que las obtenidas antes por medio de mediciones astronómicas, las cuales toman muchos años para completarse. Un reloj atómico con una precisión mayor a 1 microsegundo por día está en operación como un patrón primario de frecuencia en la NBS. La escala de tiempo atómica, designada NBS-A, se mantiene con este reloj.

Los patrones de tiempo y frecuencia son únicos y se pueden transmitir a partir de los patrones primarios de la NBS a otros lugares por medio de radio o televisión. Las transmisiones iniciales de patrones de tiempo y frecuencia se realizan por la banda de alta frecuencia (AF) del espectro de radio; pero sufren el efecto de corrimiento Doppler debido a que la propagación de radio es básicamente ionosférica. La transmisión de los patrones de tiempo y frecuencia mediante baja frecuencia y muy baja frecuencia de radio reduce este efecto ya que la propagación sólo es de ondas terre-

nas. Dos estaciones de radio operadas por la NBS son, WWVL y WWVB, que trabajan a 20 y 60 kHz respectivamente, proporcionando transmisiones de tiempo y frecuencia precisas.

Otra fuente de información de tiempo y frecuencia de precisión es el sistema de navegación de baja frecuencia llamado LORAN-C, el cual transmite pulsos formados por una frecuencia portadora de 100 kHz con un ancho de banda de 20 kHz. Las transmisiones del LORAN-C se controlan con relojes de cesio y proporcionan señales potentes dentro de Estados Unidos y otras partes del mundo. Dado que el LORAN-C es principalmente un sistema de navegación marino, su cobertura se limita cuando hay objetos de tamaño significativo en los alrededores.

Otra fuente de información de patrones de tiempo y frecuencia exactos son las transmisiones mediante televisión. La frecuencia de las señales de color que es nominalmente de 3.579545 MHz, es puesta en fase por medio de un reloj de cesio y se distribuye a través de las estaciones de televisión. Ya que la programación de televisión se distribuye vía terrestre y por satélites de enlace de microondas, no hay un efecto Doppler significativo y la frecuencia de color se puede transmitir con exactitud y está disponible como patrón de precisión.

3-4. PATRONES ELECTRICOS

3-4.1 El ampere absoluto

El Sistema Internacional de Unidades (SI) define el *ampere* (unidad fundamental de corriente eléctrica) como la corriente constante que, al mantenerse a través de dos conductores paralelos de longitud infinita y sección circular despreciable alejados éstos 1 metro en el vacío, produce entre estos dos conductores una fuerza igual a 2×10^{-7} newtons por metro de longitud. Las mediciones previas del valor absoluto del ampere se hicieron con una *balanza de corriente*, la cual mide la fuerza entre dos conductores paralelos. Estas mediciones fueron bastante rudimentarias y fue necesario contar con un patrón más reproducible y práctico para los laboratorios nacionales. Por acuerdo internacional, el valor del *ampere internacional* se basó en un depósito electrolítico de plata a partir de una solución de nitrato de plata. El ampere internacional se definió entonces como la corriente que deposita plata metálica a una razón 1.118 mg/segundo a partir de una solución patrón de nitrato de plata; surgieron problemas para encontrar la medida exacta de la plata depositada y se presentaron pequeñas discrepancias entre las mediciones hechas por diferentes laboratorios de patrones nacionales.

En 1948 el ampere absoluto reemplazó al internacional. La determinación del primero se realizó por medio de la balanza de corriente, la cual *pesa la fuerza* ejercida entre dos bobinas que conducen una corriente. El mejoramiento en las técnicas de medición de campos de fuerza da un valor para el ampere muy superior a las mediciones iniciales. La relación entre la fuerza y la corriente que produce esta fuerza se puede calcular a partir de los conceptos de la teoría electromagnética fundamental y se reduce a un simple cálculo que abarca las dimensiones geométricas de las bobinas. El ampere absoluto es actualmente la *unidad fundamental de corriente eléctrica* en el SI y se acepta a nivel internacional.

Los instrumentos fabricados antes de 1948 se calibraron en términos del ampere internacional, pero los dispositivos nuevos utilizan el ampere absoluto como la base de su calibración. Ya que ambos tipos de instrumentos se pueden encontrar en los laboratorios, la NBS ha establecido los factores de conversión que relacionan ambas unidades. (Sección 2-3.)

El voltaje, la corriente y la resistencia están relacionados por la ley de Ohm de proporcionalidad constante ($E = IR$). La especificación de dos cantidades cualesquiera determinan la tercera. Dos tipos de patrones materiales forman una combinación, la cual sirve para mantener el ampere con alta precisión durante largos periodos: la *resistencia patrón* y la *celda patrón* (para voltaje). Cada una se describe a continuación.

3-4.2 Patrones de resistencia

El valor absoluto del ohm en el sistema SI se define en términos de las unidades fundamentales de longitud, masa y tiempo. La Oficina Internacional de Pesas y Medidas en Sèvres, así como los laboratorios de patrones nacionales, efectúan la medición absoluta del ohm. Estos últimos conservan un grupo de patrones de resistencia *primarios*. La NBS mantiene un grupo de esos patrones primarios (resistencias patrones de $1\text{-}\Omega$) las cuales se comparan de manera periódica y en ocasiones se verifican con mediciones absolutas. La resistencia patrón es una bobina de alambre de alguna aleación, como la *manganina*, la cual tiene una elevada resistividad eléctrica y un bajo coeficiente de temperatura-resistencia (casi una relación constante entre temperatura y resistencia). La bobina resistiva se coloca en un depósito de doble pared (figura 3-1) para prevenir cambios de resistencia debido a las condiciones de la atmósfera. Con un conjunto de cuatro o cinco resistencias de $1\text{ }\Omega$ de este tipo, la unidad de resistencia se puede representar con una precisión de unas pocas partes en 10^7 durante varios años.

Los patrones *secundarios* y de *trabajo* se encuentran disponibles para algunos fabricantes de instrumentos en una amplia escala de valores y por lo general en múltiplos de $10\text{ }\Omega$. Estas resistencias patrón se construyen de una aleación de alambre resistente, como manganina o Evanohm. La figura 3-2 es la fotografía de un patrón

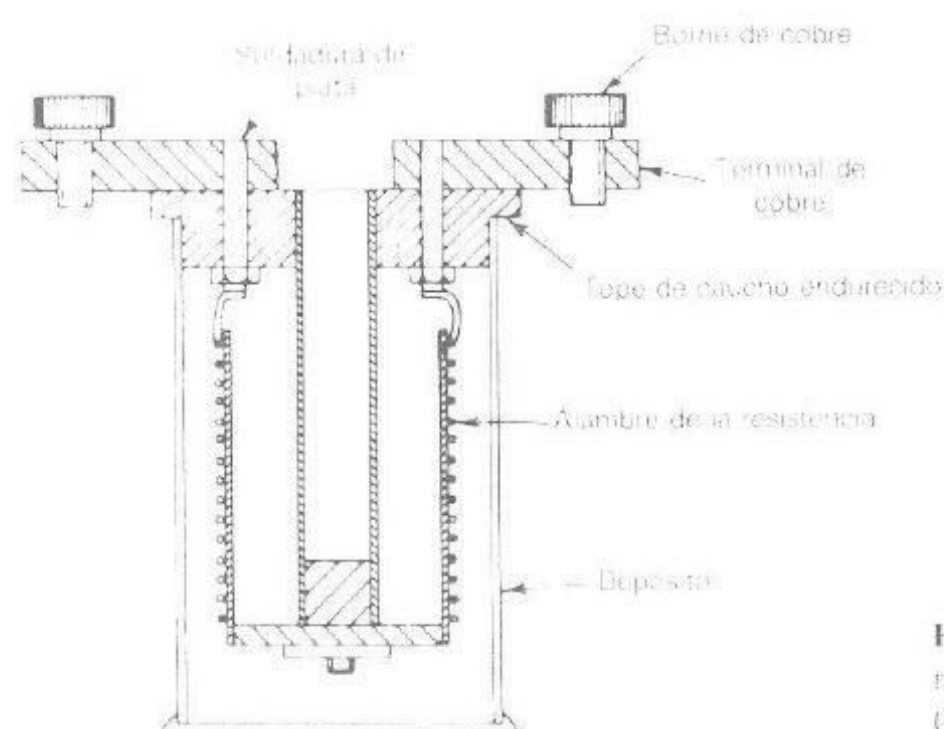


Figura 3-1. Vista seccional de una resistencia patrón de doble pared. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)



Figura 3-2. Resistencia patrón de 10 kilohms. (Cortesía de Hewlett-Packard Company.)

secundario de laboratorio, llamado algunas veces *resistencia de transferencia*. La bobina resistiva de la resistencia de transferencia está montada entre una película de poliéster para reducir esfuerzos en el alambre y mejorar la estabilidad de la resistencia. La bobina se sumerge en aceite libre de humedad y se coloca en un envase sellado. Las conexiones de la bobina se sueldan con plata y las terminales en gancho se elaboran de cobre y níquel plateado libre de oxígeno. La resistencia de transferencia se verifica con las características de estabilidad y temperatura y su régimen de potencia a una temperatura de operación especificada (normalmente a 25°C). El *informe de calibración*, que acompaña a la resistencia, especifica su trazabilidad de acuerdo con los patrones de la NBS e incluye los coeficientes de temperatura α y β . Aun cuando el alambre seleccionado para la resistencia proporciona un valor casi constante en una amplia escala de temperatura, el valor exacto de la resistencia a cualquier temperatura se puede calcular a partir de la expresión

$$R_t = R_{25^\circ\text{C}} + \alpha(t - 25) + \beta(t - 25)^2 \quad (3-1)$$

donde R_t = resistencia a la temperatura ambiente, t .
 $R_{25^\circ\text{C}}$ = resistencia a 25°C.
 α, β = coeficientes de temperatura.

El coeficiente de temperatura α es generalmente menor de 10×10^{-6} , mientras que el coeficiente β varía entre -3×10^{-7} y -6×10^{-7} . Esto significa que un cambio de la temperatura de 10°C a partir de la temperatura de referencia de 25°C puede originar un cambio en la resistencia de 30 a 60 ppm (partes por millón) del valor nominal.

Las resistencias de transferencia encuentran aplicaciones en laboratorios industriales, de investigación, de calibración y de patrones. En aplicaciones típicas, la resistencia de transferencia sirve para determinar otras resistencias o para la construcción de divisores de décadas ultralíneales, los cuales se utilizan en la calibración de conjuntos de relaciones universales, cajas de voltaje y divisores Kelvin-Varley.

3-4.3 Patrones de voltaje

Por muchos años el volt patrón se basó en una celda electroquímica llamada *celda patrón saturada* o *celda patrón*. La celda saturada es dependiente de la temperatura y el voltaje de salida cambia cerca de $-40 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ del valor nominal de 1.01858 V.

La celda patrón es afectada en proporción a la temperatura y también porque el voltaje es una función de una reacción química y no depende directamente de ninguna otra constante física. El trabajo de Brian Josephson, 1962, proporciona un nuevo patrón. Una unión de película delgada se enfría cerca del cero absoluto y se irradia con microondas. Se desarrolla un voltaje a través de la unión y se relaciona con la frecuencia de irradiación por medio de la siguiente expresión:

$$V = \frac{hf}{2e} \quad (3-2)$$

donde h = Constante de Planck (6.63×10^{-34} J-s)

e = Carga del electrón (1.602×10^{-19} C)

f = Frecuencia de irradiación de las microondas

Ya que nada más la frecuencia de irradiación es únicamente una variable en la ecuación, el volt patrón se relaciona con el patrón de tiempo/frecuencia. Cuando la frecuencia de irradiación de microondas se mide con un reloj atómico o con un patrón de frecuencia de radiodifusión como la WWVB, la exactitud del volt patrón, incluyendo toda la inexactitud del sistema, es de una parte en 10^9 .

El mejor método para transferir el volt del patrón basado en la unión de Josephson a patrones secundarios para la calibración es la celda patrón. Este dispositivo se conoce como *celda Weston normal* o *saturada*. La celda Weston tiene un electrodo positivo de mercurio y un electrodo negativo de amalgama de cadmio (10% de cadmio). El electrolito es una solución de sulfato de cadmio. Estos componentes se colocan en un envase de vidrio en forma de H (figura 3-3).

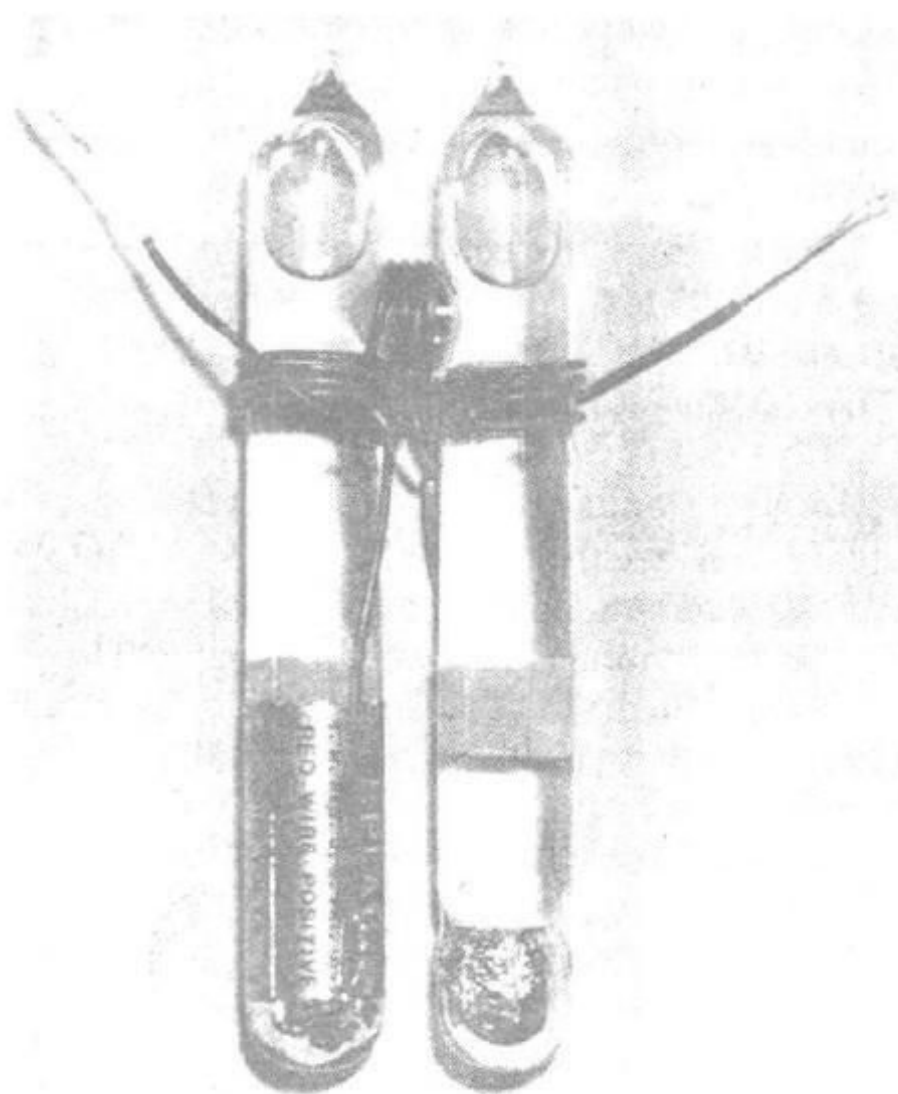


Figura 3-3. Celda de cadmio Weston; fem de 1.0193, exactitud de 0.1%. (Cortesía de Eppley Laboratory, Inc.)

Hay dos tipos de celda Weston: *la celda saturada*, en la cual el electrolito está saturado a todas las temperaturas por los cristales del sulfato de cadmio que cubren los electrodos, y la celda *no saturada*, en la cual la concentración de sulfato de cadmio produce saturación a 4°C. La celda no saturada tiene un coeficiente de temperatura de voltaje despreciable a temperatura ambiente. La celda saturada tiene una valoración de voltaje de aproximadamente $-40 \mu\text{V}$ por cada incremento de 1°C, pero es más reproducible y estable que la celda no saturada.

Los laboratorios de patrones nacionales, como la NBS, tienen un número de celdas *saturadas* como el *patrón primario* para el voltaje. Las celdas se conservan en un baño de aceite para mantener su temperatura dentro de 0.01°C. El voltaje de la celda saturada de Weston a 20°C es 1.01858 V (absolutos), y su fem a otras temperaturas está dada por la siguiente fórmula:

$$e_t = e_{20^\circ\text{C}} - 0.000046(t - 20) - 0.00000095(t - 20)^2 + 0.00000001(t - 20)^3 \quad (3-3)$$

Las celdas de Weston saturadas permanecen satisfactoriamente como patrones de voltaje durante 10 a 20 años, mientras se traten con cuidado. Su disminución de voltaje es de 1 μV por año. Puesto que las celdas saturadas son sensibles a la temperatura, no conviene usarlas en laboratorios generales o como patrones de trabajo.

Los patrones *secundarios* y de *trabajo* más portátiles se encuentran en las celdas Weston *sin saturar*. Estas son de construcción similar a las celdas normales pero requieren el control de temperatura exacto. La fem de una celda no saturada se encuentra entre 1.0180 V a 1.0200 V y varía en menos del 0.01% de 10°C a 40°C. El voltaje de la celda se indica normalmente en su caja, como se muestra en la figura 3-3 (1.0193 V abs). La resistencia interna de una celda Weston está entre 500 y 800 Ω . La corriente que se obtiene de ellas no debe exceder los 100 μ A, puesto que la caída interna de voltaje afecta el voltaje nominal.

Los patrones de *trabajo de laboratorios* más versátiles se han desarrollado con exactitudes comparables a las de las celdas patrón. La figura 3-4 es una fotografía de un patrón de voltaje para laboratorio de múltiples propósitos, llamado *patrón de transferencia*. Se basa en la operación de un diodo Zener como el elemento de referencia de voltaje. El instrumento consiste en una fuente de voltaje controlada por un Zener colocada en un ambiente de temperatura controlada para mejorar su estabilidad durante largo tiempo, y un divisor de voltaje de salida de precisión. La temperatura controlada se mantiene dentro de $\pm 0.03^\circ\text{C}$ sobre un rango de temperatura ambiente de 0°C a 50°C , proporcionando una estabilidad en la salida de 10 ppm/mes. Las cuatro salidas disponibles son: a) fuente de 0-1 000 μ V con una resolución de 1 μ V, llamada (Δ); b) referencia de 1.000 V para mediciones potenciométricas de voltaje; c) referencia de 1.018 + (Δ) para comparaciones de celdas saturadas; d) referencia de 1.0190 + (Δ) para comparaciones de celdas no saturadas. El patrón de referencia de cd se puede utilizar como un instrumento de transferencia y se puede transportar hasta el lugar donde se encuentra la pieza de equipo que se va a calibrar, ya que es factible desconectarlo fácilmente de la línea de potencia y colocarlo en otro sitio donde recupera su estabilidad hasta ± 1 ppm con unos 30 minutos de calentamiento.

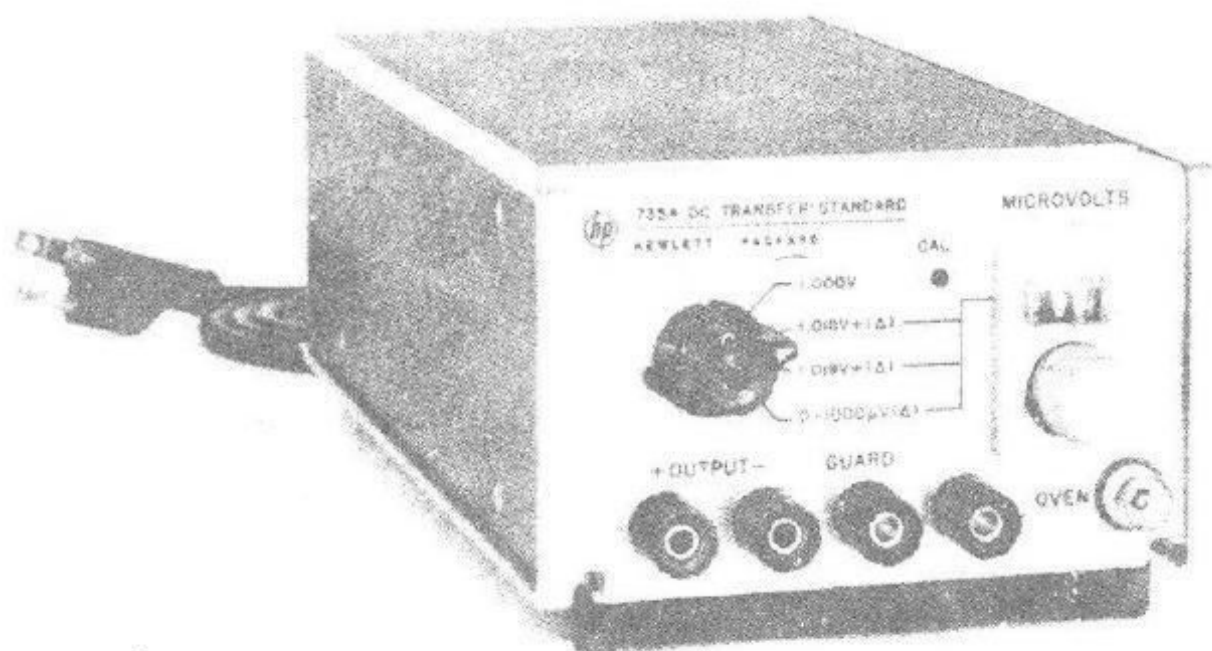


Figura 3-4. Patrón de transferencia de cd; se puede utilizar como fuente de referencia de 1.000 V, como instrumento de comparación de celdas patrón y como fuente cd de 0 a 1 000 μ V. (Cortesía de Hewlett-Packard Company.)

3-4.4 Patrones de capacitancia

Ya que la unidad de resistencia se representa con la resistencia patrón y la unidad de voltaje con la celda Weston patrón, muchas unidades eléctricas y magnéticas se pueden expresar en términos de estos patrones. La unidad de *capacitancia* (farad) puede medirse con un puente conmutable de cd de Maxwell, donde la capacitancia se calcula a partir de las ramas resistivas del puente y la frecuencia de la conmutación cd. El puente se ilustra en la figura 3-5. Aun cuando la derivación exacta de la expresión para la capacitancia en términos de las resistencias y la frecuencia es complicada, es viable medir el capacitor con este método. Puesto que la resistencia y la frecuencia se pueden determinar con mucha exactitud, el valor de la capacitancia se puede medir también con gran exactitud. Los *capacitores patrón* suelen construirse de placas metálicas intercaladas con aire como material dieléctrico. El área de las placas y la distancia entre éstas se debe conocer con exactitud; la capacitancia puede determinarse a partir de estas dimensiones básicas. La NBS conserva un banco de capacitores de aire como patrones y los utiliza para calibrar los patrones secundarios y de trabajo de los laboratorios de medición y de usuarios industriales.

Los *patrones de trabajo de capacitancia* se pueden obtener en un amplio rango de valores. Por lo general los valores más pequeños son capacitores de aire, mientras que los capacitores más grandes utilizan materiales dieléctricos sólidos. Las elevadas constantes dieléctricas y las capas dieléctricas muy delgadas son la base de los patrones más compactos. Los capacitores de mica-plata son excelentes patrones de trabajo; son muy estables y tienen un factor de disipación muy bajo (sección 5-8), un coeficiente de temperatura muy pequeño y poco o ningún envejecimiento. Los capacitores de mica se encuentran disponibles montados en décadas pero estas décadas de capacitores no se garantizan más allá del 1%. Por lo general se utilizan patrones fijos cuando la exactitud es importante.

3-4.5 Patrones de inductancia

El *patrón de inductancia primaria* se deriva del ohm y del farad en lugar de los inductores contruidos geoméricamente para la determinación del valor absoluto del ohm.

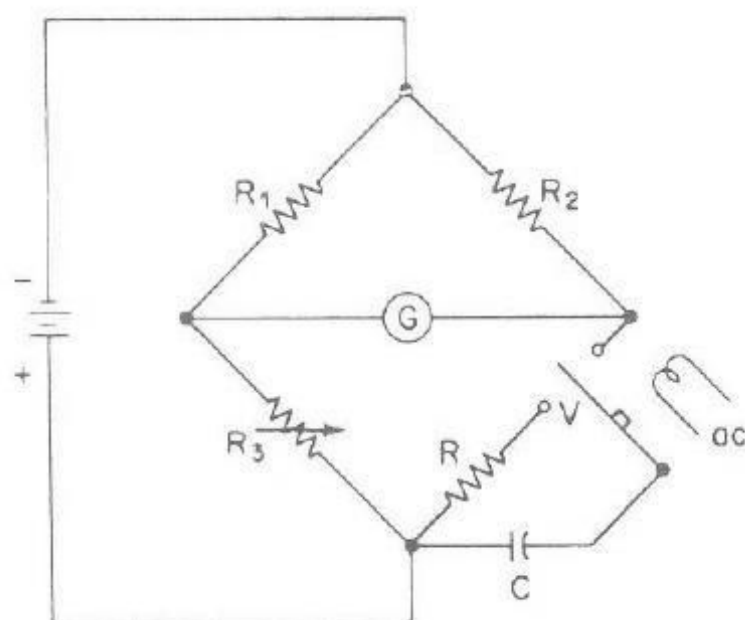


Figura 3-5. Método de cd conmutado para medir capacitancia. El capacitor C se carga y descarga alternadamente a través del contacto conmutable y la resistencia R . El equilibrio del puente se obtiene ajustando R_3 , lo cual permite la determinación exacta del valor de la capacitancia en términos de las constantes de los brazos del puente y de la frecuencia de conmutación.

La NBS seleccionó el *patrón Campbell* de inductancia mutua como el patrón primario tanto para la inductancia mutua como la autoinductancia. Los *patrones de trabajo* de inductancia se encuentran disponibles comercialmente en una amplia gama de valores prácticos, fijos y variables. Un conjunto típico de patrones de inductancia fijos incluye valores de aproximadamente 100 μH a 10 H, con una exactitud garantizada de 1% a la frecuencia de operación especificada. Los inductores variables también se encuentran disponibles. La exactitud de inductancia mutua típica es del 2.5% y el rango de valores de inductancia va de 0 a 200 mH. Existe una *capacitancia distribuida* entre los devanados de estos inductores, y el error que introduce debe tomarse en cuenta. Estas consideraciones generalmente se especifican en el equipo comercial.

3-5 PATRONES DE TEMPERATURA E INTENSIDAD LUMINOSA

La temperatura termodinámica es una de las cantidades básicas del SI y su unidad es el Kelvin (sección 2-2). La escala termodinámica Kelvin se conoce como la *escala fundamental* a la cual todas las temperaturas deben referirse. Las temperaturas en esta escala se designan como K y se denotan por el símbolo T . La magnitud del Kelvin se define como la temperatura termodinámica del *punto triple* del agua que ocurre exactamente a 273.16 K. El punto triple del agua es la temperatura de equilibrio entre el hielo, el agua líquida y el vapor de agua.

Ya que las mediciones de temperatura en la escala termodinámica presentan dificultades, la Seventh General Conference of Weights and Measures adoptó en 1927 una *escala práctica*, la cual se ha modificado varias veces y ahora se llama *escala práctica internacional de temperatura*. La temperatura en esta escala se designó como $^{\circ}\text{C}$ (grado Celsius) denotado por el símbolo t . La escala Celsius tiene *dos puntos fijos fundamentales*; el punto de ebullición del agua a 100°C y el punto triple del agua a 0.01°C , ambos se establecen a la presión atmosférica. Se han establecido otros puntos *fijos primarios* arriba y abajo de los dos puntos fundamentales: el punto de ebullición del oxígeno (-182.97°C), el punto de ebullición del azufre (444.6°C), el punto de congelación de la plata (960°C) y el punto de congelación del oro ($1\,063^{\circ}\text{C}$). Los valores numéricos de todos estos puntos son reproducibles a la presión atmosférica. La conversión entre la escala Kelvin y la escala Celsius sigue la relación:

$$t(^{\circ}\text{C}) = T(\text{K}) - T_0 \quad (3-4)$$

donde $T_0 = 273.15$ grados.

El *termómetro patrón* primario es un termómetro resistente de platino con una construcción especial donde el alambre de platino no está sujeto a esfuerzos. Los valores interpolados entre los puntos fijos fundamentales y primarios en la escala se calculan mediante fórmulas basadas en las propiedades de resistencia del alambre de platino.

El *patrón primario de intensidad luminosa* es un radiador total (cuerpo negro o radiador de Planck), a la temperatura de solidificación del platino ($2\,042^{\circ}\text{K}$ aproximadamente). La *candela* se define como un sesentavo de la intensidad luminosa por cm^2 del radiador total. Los patrones secundarios de intensidad luminosa son lámpa-

ras con filamento de tungsteno especial, operadas a una temperatura donde su distribución de potencia espectral en la región visible concuerda con los patrones básicos. Estos patrones secundarios se recalibran con los patrones básicos en intervalos periódicos.

3-6 PATRONES IEEE

El Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) publica y conserva un conjunto de diferentes tipos de patrones. Dicha sociedad de ingenieros tiene su sede en la ciudad de Nueva York. Estos patrones no están físicamente disponibles para comparación y verificación de patrones secundarios; se trata de procedimientos, patrones, nomenclaturas, definiciones, etcétera. Estos patrones se mantienen actualizados, y algunos de los más antiguos estuvieron en uso antes de la Segunda Guerra Mundial. Diversas sociedades y asociaciones han adoptado muchos de los patrones IEEE como patrones para sus organizaciones, por ejemplo el American National Standards Institute (ANSI).

Grupo importante de patrones IEEE es el método de prueba patrón para probar y evaluar varios sistemas y componentes electrónicos; por ejemplo, el método patrón para probar y evaluar atenuadores. Aunque cualquier método de prueba debe funcionar con los mismos valores de atenuación, ocurren errores de medición cuando se introducen factores como alta frecuencia o alta atenuación. La especificación de una metodología disminuye la probabilidad de tener disparidad entre mediciones.

Otro patrón muy útil son las especificaciones del equipo de prueba. El osciloscopio de laboratorio común llega a tener dificultades de uso cuando el fabricante adopta un esquema diferente de botones y funciones y, peor aun con diferentes nombres para la misma función. Los patrones del IEEE tienen un directorio de osciloscopios de laboratorio donde se especifican los controles, funciones, etcétera, así que el operador no tiene que capacitarse antes de emplear un dispositivo diferente.

Existen varios patrones relativos a la seguridad del alambrado de plantas de energía, barcos, edificios industriales, etcétera. No sólo la seguridad es un factor importante; también se especifican los voltajes patrones, núcleo de corriente, etcétera, de manera que resulta factible intercambiar los componentes sin ocasionar daños o peligro.

Los símbolos lógicos y esquemáticos habituales están definidos, de manera que cualquier ingeniero puede entender los dibujos de ingeniería.

Tal vez uno de los patrones más importantes es la interfase digital IEEE 488, para prueba de instrumentación programable y otros equipos. Estandarizar la interfase entre los equipos de prueba permite la conexión entre piezas de equipo de prueba de laboratorio, sin importar su fabricación para crear avanzados sistemas de equipo de prueba automáticos. En el capítulo 13 se exponen aplicaciones de estos patrones.

BIBLIOGRAFIA

- 3-1. Kaye, G. W. C., and Laby, T. H., *Tables of Physical and Chemical Constants*, 13th ed. London: Longmans, Green & Co., Ltd., 1966.

- 3-2. Philco Technological Center, *Electronic Precision Measurement Techniques and Experiments*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1964.
- 3-3. Stout, Melville B., *Basic Electrical Measurements*, 2nd ed. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1960.
- 3-4. *Time and Frequency User's Manual*, NBS Publication 559, November 1979.

PROBLEMAS

- 3-1. ¿Cuál es la diferencia entre un patrón primario y uno secundario?
- 3-2. ¿Cómo se define el metro patrón?
- 3-3. ¿Qué es tiempo atómico? ¿Cómo se diferencia del tiempo efímero?
- 3-4. ¿Cómo se pueden difundir o transmitir los patrones de tiempo y frecuencia?
- 3-5. ¿Cómo se determina el ampere absoluto?
- 3-6. Un patrón de resistencia de $1\ \Omega$ de precisión se ha calibrado a 25°C y tiene un factor α de 0.6×10^{-6} y un factor β de -4×10^{-7} . ¿Cuál es la resistencia del patrón a 30°C ?
- 3-7. Se baña una unión de Josephson con una radiación de microondas de $10.25\ \text{GHz}$. ¿Cuál es el potencial a través de la unión?
- 3-8. ¿Cuáles son las desventajas de transmitir los patrones de tiempo y frecuencia por medio de la alta frecuencia de radio de 3-30 MHz? ¿Cuáles son algunos de los métodos utilizados para efectuar la transmisión de estos patrones?
- 3-9. ¿Qué son los patrones IEEE? ¿Cuál es la diferencia de éstos con respecto a los conservados por los laboratorios de patrones nacionales?
- 3-10. ¿Cuál es la fem normal de una celda Weston a 20°C , y cómo cambia cuando la celda se utiliza a 0°C ?

4

Instrumentos indicadores electromecánicos

4-1 GALVANOMETRO DE SUSPENSION

Los primeros medidores de corriente directa requerían un galvanómetro de corriente de suspensión. Este fue el precursor del instrumento de bobina móvil, básico para la mayoría de los indicadores de cd usados.

Una *bobina* de alambre fino es suspendida en un campo magnético que produce un *imán permanente*. De acuerdo con las leyes fundamentales de fuerzas electromagnéticas, la bobina gira en el campo magnético cuando en ella circule una corriente eléctrica. El filamento fino de suspensión de la bobina alimenta de corriente a la bobina, y la elasticidad del filamento ejerce un par moderado en sentido opuesto a la rotación de la bobina. Esta continúa en deflexión hasta que el par electromagnético equilibre el contrapar mecánico de la suspensión. Así la deflexión de la bobina es una medida de la magnitud de la corriente que circula por la bobina. Un *espejo* sujeto a la bobina defleca un rayo de luz, que emite un punto luminoso amplificado que se mueve en una *escala* a cierta distancia del instrumento. El efecto óptico es similar al de una aguja de gran longitud y masa cero.

4-2 PAR Y DEFLEXION DE UN GALVANOMETRO

4-2.1 Deflexión en estado estable

Aun cuando el galvanómetro de suspensión no es un instrumento práctico ni portátil, los principios que rigen su operación se aplican a equipos de versiones más modernas, tal como el *mecanismo de bobina-móvil e imán-permanente* (PMMC). La figura 4-1 muestra la construcción de un PMMC. Las diferentes partes del instrumento son identificadas al lado de la figura.

Aquí se tiene de nuevo la bobina, suspendida en un campo magnético de un imán permanente, esta vez con forma de herradura. La bobina es suspendida de tal manera que puede girar libremente en el campo magnético. Cuando la corriente fluye por la bobina, se desarrolla un par electromagnético (EM) y la bobina gira. El par EM es contrarrestado por el par mecánico de los resortes de control sujetos a la bobina móvil. Cuando los pares se equilibran, la posición angular de la bobina móvil es indicada por una aguja con respecto a una referencia fija, llamada *escala*.

La ecuación del par desarrollado que se deriva de las leyes básicas para el par electromagnético es:

$$T = B \times A \times I \times N \quad (4-1)$$

donde T = par [newton-metro (N-m)]

B = densidad de flujo en el entrehierro [webers/metro cuadrado (tesla)]

A = área efectiva de la bobina (m^2)

I = corriente en la bobina móvil [ampere (A)]

N = número de vueltas de alambre en la bobina

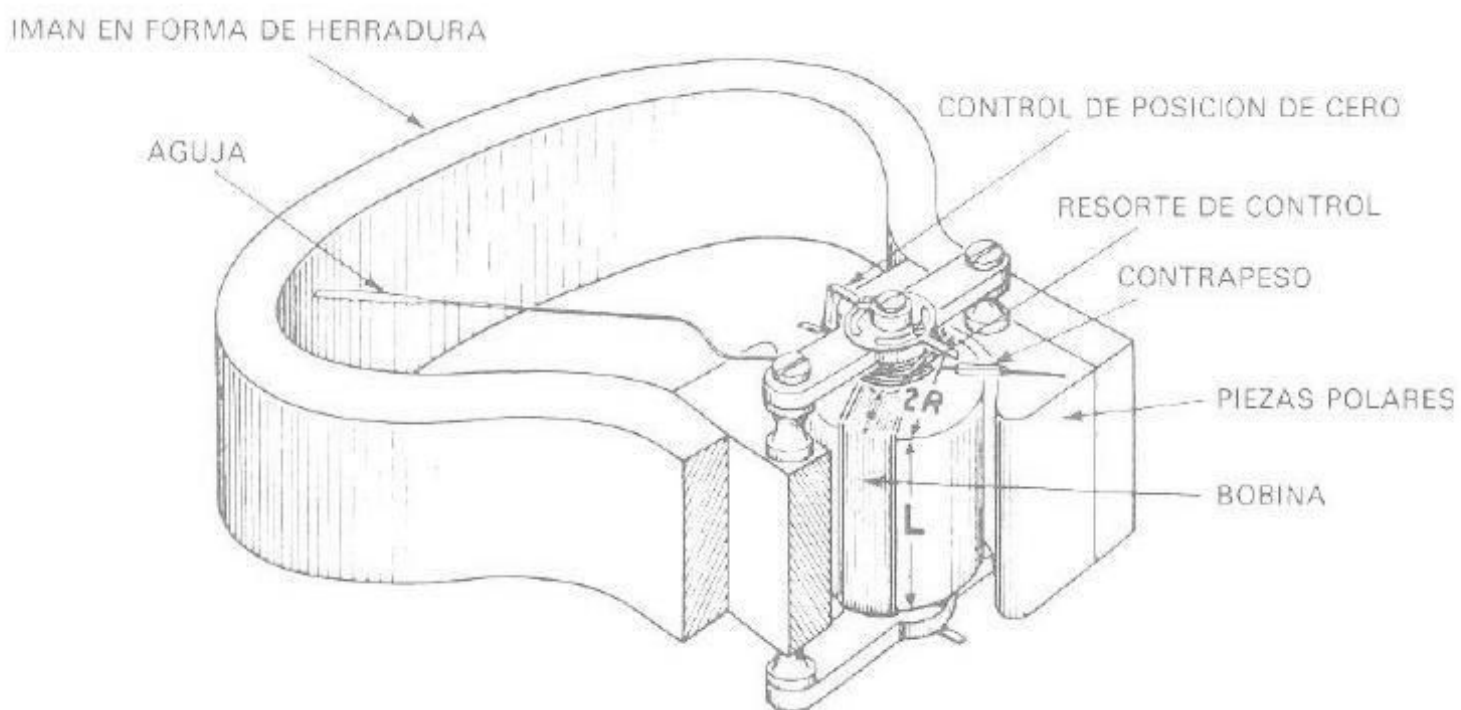


Figura 4-1. Detalles de construcción de un galvanómetro o movimiento PMMC de imán externo. (Cortesía de Weston Instruments, Inc.)

La ecuación (4-1) indica que el par desarrollado es directamente proporcional a la densidad de flujo del campo en el cual la bobina gira, la corriente en la bobina y las constantes de la bobina (área y número de vueltas de alambre). Dado que la densidad de flujo y el área de la bobina son parámetros *fijos* para cada instrumento, el par desarrollado es una indicación directa de la corriente en la bobina. El par hace que la bobina deflexione hasta una posición en *estado estable*, donde está en equilibrio por la oposición del par de los resortes de control.

La ecuación (4-1) también muestra que el diseñador puede variar solamente el valor del par de control y el número de vueltas de alambre en la bobina para medir una determinada corriente a plena escala. El área práctica de la bobina, generalmente varía de 0.5 a 2.5 cm² aproximadamente. Las densidades de flujo de los instrumentos modernos varían de 1 500 a 5 000 gauss (0.15 a 0.5 tesla). De esta forma, hay una gran variedad de mecanismos disponibles para satisfacer las diversas aplicaciones de medición.

Un instrumento PMMC típico de tablero, con un gabinete de 3½ in, un intervalo de medición de 1-mA y una deflexión a escala completa de 100 grados de arco podría tener las siguientes características:

$$A = 1.75 \text{ cm}^2$$

$$B = 2\,000 \text{ G (0.2 tesla)}$$

$$N = 84 \text{ vueltas}$$

$$T = 2.92 \times 10^{-6} \text{ N-m}$$

$$\text{resistencia de la bobina} = 88 \, \Omega$$

$$\text{disipación de potencia} = 88 \, \mu\text{W}$$

4-2.2 Comportamiento dinámico

En la sección 4-2.1 se consideró al galvanómetro como un simple instrumento indicador, en el cual la deflexión de la aguja es directamente proporcional a la magnitud de la corriente aplicada a la bobina. Esto es adecuado cuando se trabaja en condiciones de estado estable, en donde se quiere obtener una lectura confiable de una corriente directa. Sin embargo, en algunas aplicaciones el comportamiento dinámico del galvanómetro (velocidad de respuesta, amortiguamiento, sobretiro) es importante; por ejemplo, cuando se aplica una corriente alterna o variante a un galvanómetro registrador, el registro gráfico producido por el movimiento de la bobina móvil incluye las características de respuesta del elemento móvil y, por lo tanto, es importante considerar el comportamiento dinámico.

El comportamiento dinámico de un galvanómetro se puede observar mediante interrupciones repentinas de la corriente aplicada, de manera que la bobina regresará de su posición deflectada a su posición cero. Esto se reconoce como resultado de la inercia del sistema móvil, la aguja pasará por la marca cero en dirección opuesta, y después oscilará alrededor de cero. Estas oscilaciones se reducen de manera gradual debido al amortiguamiento del elemento móvil y finalmente la aguja llega a su estado de reposo en cero.

Tres cantidades caracterizan el movimiento de la bobina móvil en el campo magnético:

- a) El momento de inercia (J) de la bobina móvil sobre el eje de rotación
- b) El par opuesto (S) desarrollado por la suspensión de la bobina
- c) La constante de amortiguamiento (D)

La ecuación diferencial que relaciona estos tres factores tiene tres posibles soluciones, y cada una describe el comportamiento dinámico de la bobina en función del ángulo de deflexión θ . Los tres tipos de comportamiento se muestran en las curvas de la figura 4-2 y se conocen como *sobreamortiguado*, *subamortiguado*, y *amortiguamiento crítico*. La curva I de dicha figura 4-2 ilustra el caso sobreamortiguado, en el cual la bobina regresa lentamente a su posición estable sin sobrepaso ni oscilaciones. La aguja parece acercarse lentamente a la posición estable. Este caso es el de menor interés ya que se prefiere trabajar en condiciones de las curvas II o III para la mayoría de las aplicaciones. La curva II de la figura 4-2 muestra el caso subamortiguado en que el movimiento de la bobina está sujeto a las oscilaciones senoidales amortiguadas. La razón con la que desaparecen tales oscilaciones se determina con la constante de amortiguamiento (D), el momento de inercia (J) y el contrapar (S) producido por la suspensión de la bobina. La curva III de la figura 4-2 ilustra el caso críticamente amortiguado en el cual la aguja regresa con rapidez a su posición estable, sin oscilaciones.

Idealmente, la respuesta del galvanómetro debería hacer que la aguja llegara a su posición final sin sobretiro; de esta forma el movimiento sería críticamente amortiguado. En la práctica, el galvanómetro es un tanto subamortiguado, lo que causa un sobretiro de la aguja poco después de llegar al reposo. Tal vez este método es menos directo que el críticamente amortiguado pero asegura al usuario que ese movimiento no se vea afectado por uso rudo y compense cualquier fricción adicional ocasionada por el polvo o el uso.

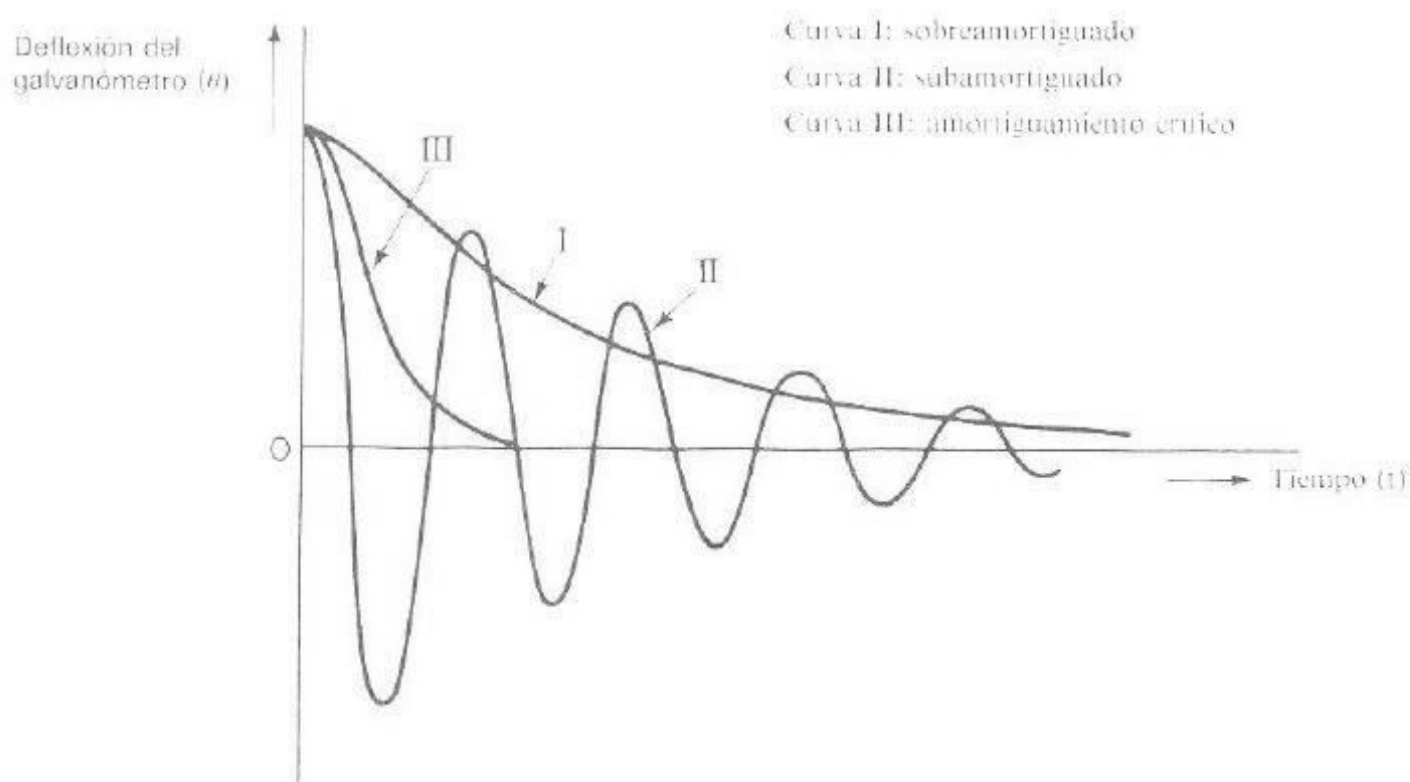


Figura 4-2. Comportamiento dinámico del galvanómetro.

4-2.3 Mecanismos de amortiguamiento

El amortiguamiento del galvanómetro se logra por dos medios: mecánico y electromagnético. El *amortiguamiento mecánico* es producido principalmente por el movimiento de la bobina a través del aire que la rodea lo que es independiente de la corriente eléctrica que circule por la bobina. La fricción del movimiento en sus cojinetes y la flexión de los resortes de suspensión causada por la bobina giratoria también contribuyen a los efectos de amortiguamiento mecánico. El *amortiguamiento electromagnético* es causado por los efectos inducidos en la bobina móvil conforme gira en el campo magnético, dado que la bobina forma parte de un circuito eléctrico cerrado.

Por lo general PMMC se fabrican para producir el menor amortiguamiento viscoso posible, y se aumenta el grado de amortiguamiento conforme sea necesario, una aleta de aluminio unida al eje de la bobina móvil, se compone de uno de los mecanismos de amortiguamiento más simples. Cuando la bobina gira, la aleta se mueve en una cámara de aire. El espacio entre las paredes de la cámara y la aleta, controla efectivamente el grado de amortiguamiento.

Algunos instrumentos utilizan el principio de amortiguamiento electromagnético (ley de Lenz), según el cual la bobina móvil es devanada sobre un marco ligero de aluminio. El movimiento de la bobina en el campo magnético produce una corriente en el marco de metal conductivo, lo que genera un par retardador en sentido opuesto al movimiento de la bobina. El mismo principio se aplica para proteger los instrumentos PMMC durante el embarque; colocando una tira metálica que ponga en cortocircuito las terminales de la bobina para disminuir la deflexión.

Un galvanómetro también puede ser amortiguado conectando una resistencia a través de la bobina. Cuando la bobina gira en el campo magnético, se genera un voltaje en las terminales de la bobina, el cual produce una corriente que circula por la bobina y la resistencia externa. Esto produce un par opuesto y retardador que amortigua el movimiento del elemento móvil. Para cualquier galvanómetro, el valor del resistor externo se puede calcular de manera que se tenga amortiguamiento crítico. Este elemento resistor se conoce como *resistencia externa de amortiguamiento crítico* (CRDX), y es una constante importante del galvanómetro. El par de amortiguamiento dinámico producido por la CRDX depende de la resistencia total del circuito: entre menor sea la resistencia total del circuito, mayor será el par de amortiguamiento.

Una forma de determinar la CRDX consiste en observar la oscilación del galvanómetro cuando se aplica o suprime una corriente de la bobina. A partir de una condición oscilante, se disminuyen los valores de la resistencia externa hasta un valor en el cual el sobredisparo desaparece. Esta determinación no es muy precisa, pero es adecuada para la mayoría de los casos prácticos. El valor de la CRDX también se puede calcular a partir de las constantes del galvanómetro.

4-3 MECANISMOS DE BOBINA-MOVIL E IMAN-PERMANENTE

4-3.1 El movimiento de D'Arsonval

El movimiento del PMMC básico de la figura 4-1 se conoce como el movimiento *D'Arsonval*, en honor a su inventor. Este diseño ofrece el imán más grande en un espacio dado y se utiliza cuando se requiere flujo máximo en el entrehierro. Es un instrumen-

to con muy bajo consumo de potencia y requiere de baja corriente para la *deflexión a plena escala* (fsd).

En la figura 4-1 se puede observar que el imán permanente es de forma de herradura, con *piezas polares* de hierro dulce unidas a él. Entre las piezas polares se encuentra un *cilindro* de hierro dulce, que sirve para proveer un campo magnético uniforme en el entrehierro, entre las piezas polares y el cilindro. La *bobina* está devanada en un *marco* de metal ligero y montada de tal forma que puede girar libremente en el entrehierro. La aguja se encuentra unida a la bobina y se mueve en una escala graduada, que indica la deflexión angular de la bobina y, por lo tanto, la corriente que circula por ésta.

Dos *resortes conductores* de fósforo-bronce, por lo común de igual tensión, proporcionan la fuerza calibrada opuesta al par de la bobina-móvil. Es esencial el comportamiento constante de los resortes para mantener la exactitud del instrumento. El espesor de los resortes es controlado con exactitud durante la fabricación para rechazar conjuntos permanentes de resortes. La corriente es conducida hacia y desde la bobina por los resortes de control.

El sistema móvil completo se encuentra en equilibrio estático para todas las posiciones de deflexión por medio de tres *contrapesos de balance*, como se muestra en la figura 4-3. Los resortes, pivotes y aguja están ensamblados en la estructura de la bobina por medio de las bases de los pivotes, y el elemento de la bobina móvil se encuentra sostenido por asientos tipo "joya". Diferentes sistemas de asiento se ilustran en la figura 4-4.

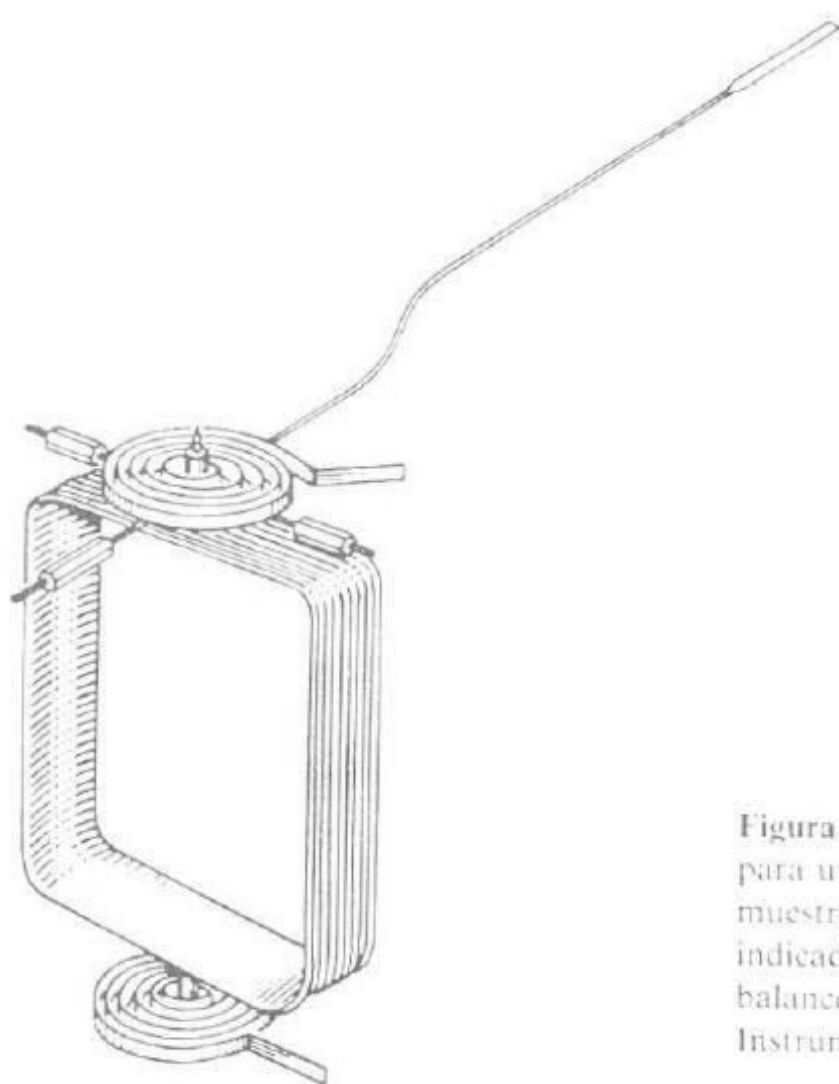


Figura 4-3. Detalles de la bobina móvil para un galvanómetro PMMC; se muestran los resortes de control y el indicador (aguja) con sus contrapesos de balance. (Cortesía de Weston Instruments, Inc.)

La joya V que se muestra en la figura 4-4a, casi siempre se utiliza en los asientos de los instrumentos. El pivote, que se asienta en el hueco de la joya, puede tener un radio en la punta de 0.01 a 0.02 mm, según el peso del mecanismo y la vibración del instrumento. El radio del hueco en la joya es ligeramente mayor que el radio del pivote, por lo que el área de contacto es circular y de unos pocos micrones. El diseño de la joya V de la figura 4-4a ofrece una fricción mínima típica de un instrumento de asiento. Aun cuando los elementos móviles del instrumento se diseñan para tener el menor peso posible, el área de contacto extremadamente pequeña entre el pivote y la joya experimenta presiones de 10 kg/mm². Si el peso del elemento móvil se incrementa, el área de contacto no se incrementa en proporción, por lo que la presión es mucho más grande. Las presiones originadas por las aceleraciones relativamente moderadas (como las sacudidas o caídas del instrumento) pueden, en consecuencia dañar el pivote. Los instrumentos con protección especial (*uso rudo*) utilizan asientos de joya con resortes traseros (incabloc), cuya construcción se presenta en la figura 4-4b. Un resorte lo sostiene en posición normal; pero puede moverse axialmente cuando el golpe llega a ser excesivo.

Las marcas de la escala del instrumento PMMC básico suelen separarse de manera lineal porque el par (y por lo tanto la deflexión de la aguja) es directamente proporcional a la corriente de la bobina. [Véase ecuación (4-1) para ver el par desarrollado.] El instrumento PMMC básico es un *dispositivo cd de lectura-lineal*. La potencia requerida por el movimiento de d'Arsonval es sorprendentemente pequeña: los rangos típicos de valores varían entre 25 μ W a 200 μ W. La exactitud del instrumento es del 2 al 5% de la lectura a plena escala.

Si se aplica corriente alterna de baja frecuencia a la bobina móvil, la deflexión de la aguja sube en la escala durante medio ciclo de la onda de entrada y baja (en dirección opuesta) en el otro medio ciclo. A la frecuencia de la línea de energía (60 Hz) y mayores, la aguja no podría seguir las variaciones rápidas en su dirección y vibraría ligeramente alrededor de la marca cero, buscando el valor promedio de la corriente alterna (que es igual a cero). De esta forma los PMMC son ineficientes para medidas ca, a menos que la corriente se rectifique antes de aplicarla a la bobina.

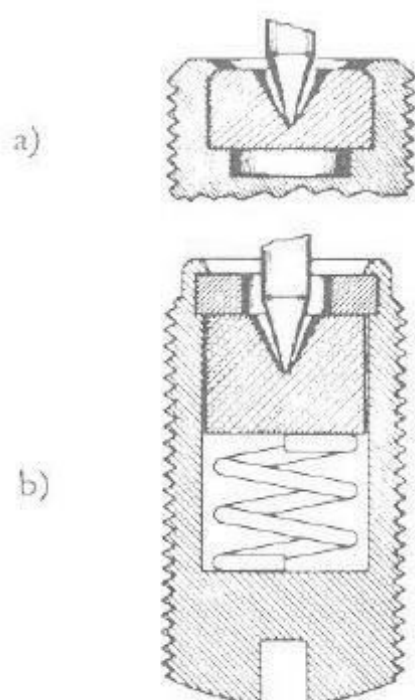


Figura 4-4. Detalle de los asientos del instrumento: a) asiento joya tipo V; b) asiento joya tipo amortiguado. (Cortesía de Weston Instruments, Inc.)

4-3.2 Construcción del núcleo-magnético

En años recientes, con el desarrollo del Alnico y otros materiales magnéticos mejorados, se ha hecho posible el diseño de sistemas magnéticos en donde el imán sirve como núcleo. Estos imanes tienen la ventaja obvia de ser relativamente inertes a campos magnéticos externos, eliminando los efectos de interferencia magnética en la construcción de paneles magnéticos, donde la operación simultánea y próxima de varios medidores afecta la lectura de uno u otro. La necesidad de blindaje magnético, en la forma de cajas de hierro, también se elimina mediante la construcción tipo *núcleo-imán*. Los detalles del elemento móvil núcleo-imán autoblandado se ilustran en la figura 4-5.

El autoblandaje vuelve al mecanismo del núcleo-imán particularmente útil en aplicaciones instrumentales en aeronáutica y aeroespacial, donde gran cantidad de instrumentos se deben montar en estrecha proximidad. Un ejemplo de este tipo de ensamble es el *indicador de aguja cruzada (cross-pointer indicator)* con cinco mecanismos que son fijados en una caja para formar un solo tablero. Es obvio que la eliminación de las cajas de hierro y la reducción de peso correspondiente son grandes ventajas en los instrumentos de aviones y cohetes espaciales.

4-3.3 Suspensión banda-tensada

El mecanismo del galvanómetro *tipo suspensión* se conoce desde hace muchos años; pero hasta fecha reciente sólo se empleaba en laboratorios, donde se requería alta sensibilidad y el par (torque) era demasiado bajo (debido a las pequeñas corrientes). En dichos instrumentos se deseaba eliminar hasta la baja fricción de los pivotes y joyas.

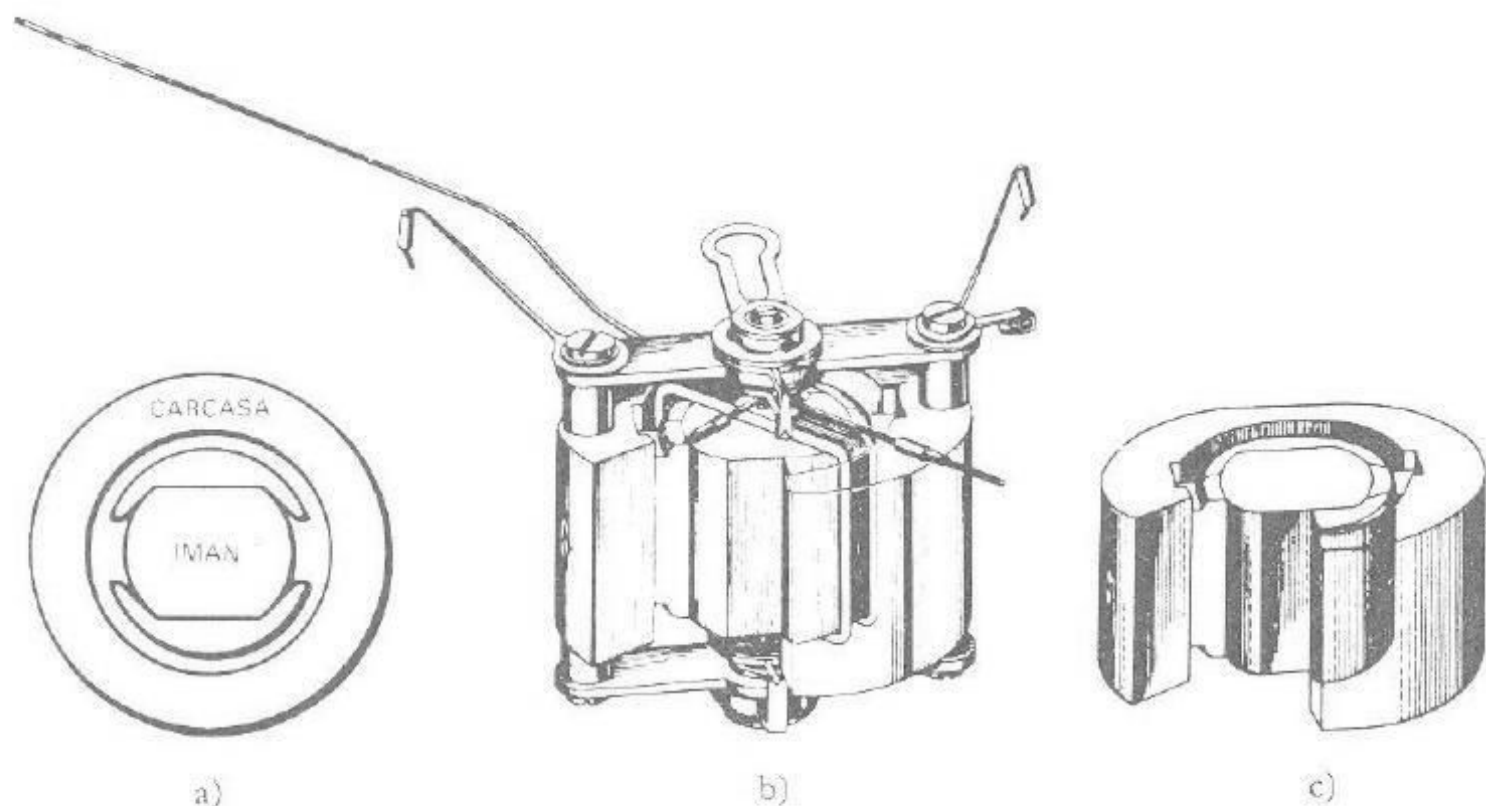


Figura 4-5. Detalles de construcción de un mecanismo tipo bobina móvil de núcleo magnético: a) imán con las piezas polares rodeadas por la carcasa, la cual actúa como blindaje magnético; b) ensamble del movimiento; c) vista de un corte de carcasa, núcleo y piezas polares. (Cortesía de Weston Instruments, Inc.)

El galvanómetro de suspensión tenía que usarse en posición vertical, ya que una desviación en los ligamentos de bajo par causaba que el sistema móvil pudiera hacer contacto con elementos estáticos del mecanismo en cualquier otra posición. Este incremento en la fricción producía errores.

El instrumento *banda-tensada* de la figura 4-6 tiene la ventaja de eliminar la fricción de la suspensión joya-pivote. La bobina móvil se suspende por medio de dos *cintas de torsión*. Estas cintas tienen la suficiente tensión para eliminar cualquier desviación, como fue en el caso del galvanómetro de suspensión. Esta tensión es suministrada por medio de un resorte tensor; de esta forma, el instrumento puede utilizarse en cualquier posición. En términos generales, los instrumentos de suspensión banda-tensada se pueden construir con mayor sensibilidad que los que usan pivotes y joyas; además se pueden emplear en casi todas las aplicaciones en que se usan instrumentos de pivote. Por otra parte, los instrumentos banda-tensada son un tanto insensibles a golpes y temperatura, y soportan mayores sobrecargas que los descritos anteriormente.

4-3.4 Compensación de temperatura

El movimiento básico del PMMC no es *per se* insensible a la temperatura, pero se puede *compensar por temperatura* con el uso apropiado de resistencias en serie y paralelo de cobre y manganina. Tanto la intensidad del campo magnético como la tensión del resorte decrecen con el incremento de temperatura. La resistencia de la bobina se incrementa con un aumento de la temperatura. Estos cambios tienden a hacer que

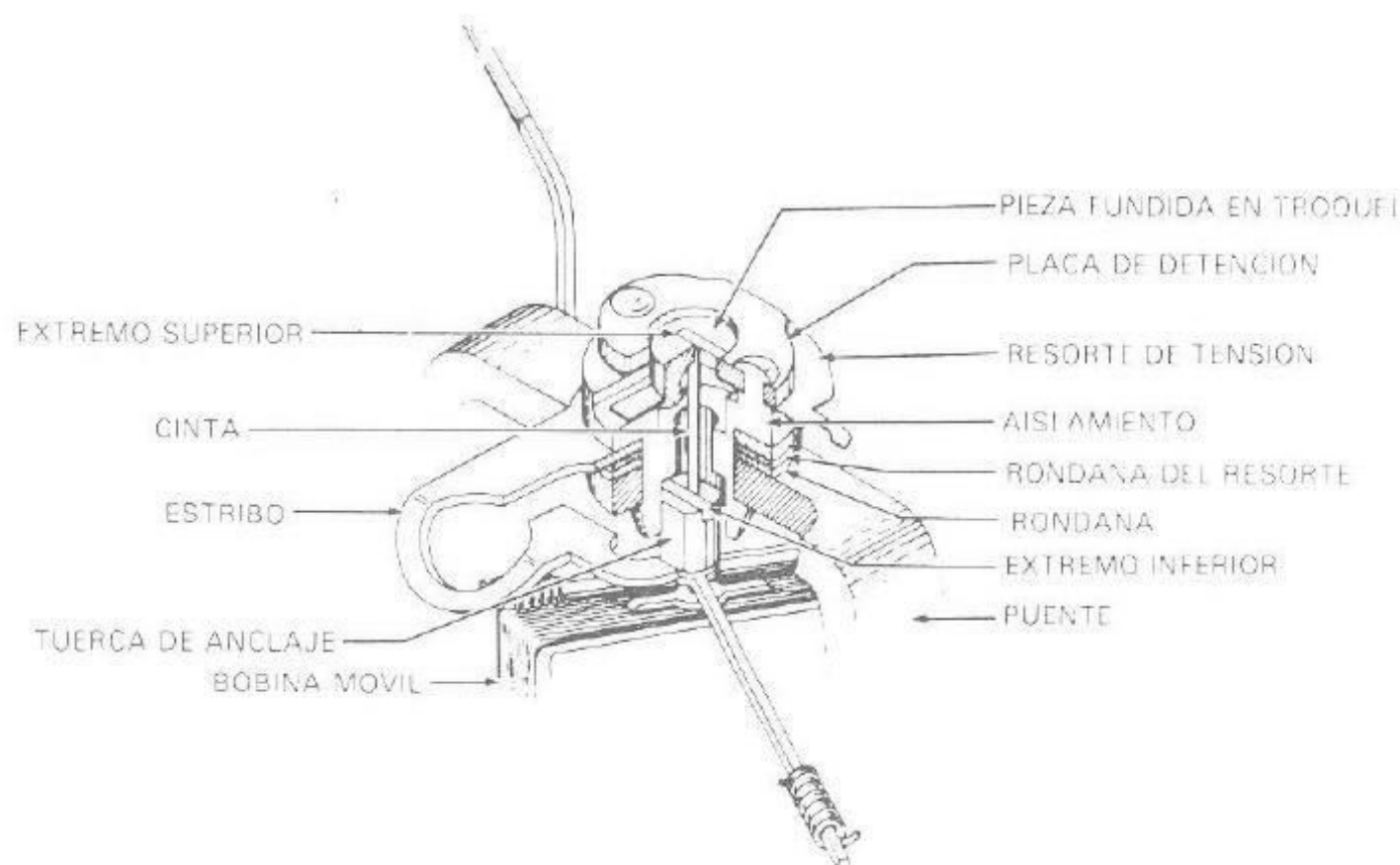


Figura 4-6. La suspensión de banda tensada elimina la fricción de los tipos convencionales de pivote y joya. Esta figura muestra algunos detalles de construcción, en particular la cinta de torsión con mecanismo de resorte de tensión. (Cortesía de Weston Instruments, Inc.)

la lectura de la aguja sea baja para una corriente determinada con respecto a la intensidad del campo magnético y a la resistencia de la bobina. El cambio en la tensión del resorte tiende a originar una lectura más alta con el incremento de temperatura. Los efectos no son idénticos, por lo tanto, un *medidor sin compensación tiende a dar lecturas bajas* aproximadamente en 0.2 por ciento por cada incremento de $^{\circ}\text{C}$ de temperatura. Para fines de la especificación técnica del instrumento, el movimiento se considera que está compensado cuando el cambio en la exactitud debido a un cambio de 10°C en temperatura, no es mayor de un 25% del error total permitido.*

La compensación se puede realizar con *resistores de compensación* conectados en serie con la bobina móvil como se muestra en la figura 4-7a. El resistor de compensación está hecho de manganina (la cual tiene un coeficiente de temperatura prácticamente cero) combinada con cobre en relación de 20/1 a 30/1. La resistencia total de la bobina y el resistor de compensación se incrementa un tanto ligeramente con la temperatura, justo lo necesario para contrarrestar los cambios en resorte e imán; así, el efecto neto de la temperatura es cero.

Una cancelación más completa de los efectos de temperatura se logra con el arreglo de la figura 4-7b. Aquí la resistencia *total* del circuito se incrementa ligeramente con un aumento de temperatura, por la presencia de bobina de cobre y el resistor de cobre en paralelo. Para un voltaje fijo aplicado, la corriente total disminuye ligeramente con una elevación de la temperatura. La resistencia del resistor en paralelo se incrementa más que la combinación en serie de la bobina y el resistor de manganina; por lo tanto, una fracción más grande de la corriente total circula a través del circuito de la bobina. La proporción correcta de las partes de cobre y manganina en el circuito permite la cancelación total de los efectos de temperatura. Una *desventaja* del uso del resistor de compensación es la reducción en la sensibilidad a plena escala de la sensibilidad del movimiento, ya que es necesario aplicar un voltaje mayor para mantener la corriente a plena escala.

* *PMMC Data Sheets*, Weston Instruments, Inc., Newark, N.J.

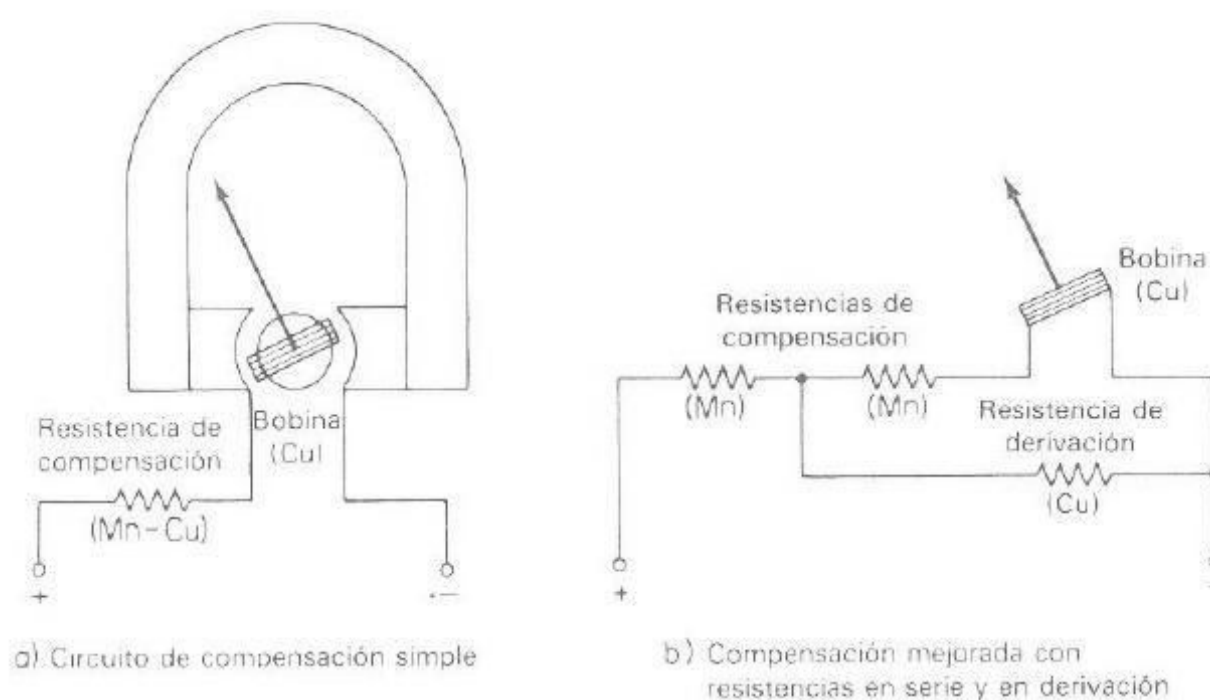


Figura 4-7. Colocación de las resistencias para compensación de temperatura de un medidor PMMC.

4-4 AMPERIMETROS DE CD

4-4.1 Resistor de derivación

El movimiento básico de un amperímetro cd es un galvanómetro PMMC. Puesto que el devanado de la bobina del movimiento básico es pequeño y ligero, sólo puede conducir corrientes muy pequeñas. Cuando se miden corrientes elevadas es necesario desviar la mayor parte de la corriente por una resistencia, llamada de *derivación* (*shunt*) (figura 4-8).

La resistencia de derivación se calcula aplicando un análisis convencional de circuitos a la figura 4-8, donde:

R_m = resistencia interna del movimiento (la bobina)

R_s = resistencia de derivación

I_m = corriente de deflexión a plena escala del movimiento

I_s = corriente de derivación

I = corriente a plena escala del amperímetro incluyendo la de derivación

Ya que la resistencia de derivación está en paralelo con el movimiento del medidor, el voltaje a través de la resistencia y el movimiento deben ser iguales, por lo tanto se puede escribir

$$V_{\text{derivación}} = V_{\text{movimiento}}$$

o

$$I_s R_s = I_m R_m \text{ y } R_s = \frac{I_m R_m}{I_s} \quad (4-2)$$

Como $I_s = I - I_m$, se puede escribir

$$R_s = \frac{I_m R_m}{I - I_m} \quad (4-3)$$

Para cada valor de corriente necesaria a escala completa del medidor, se puede calcular el valor de la resistencia de derivación (shunt) requerida.

EJEMPLO 4-1

Un galvanómetro de 1-mA con una resistencia interna de 100 Ω se quiere utilizar como un amperímetro de 0-100-mA. Calcúlese el valor de la resistencia de derivación necesaria.

SOLUCION

$$I_s = I - I_m = 100 - 1 = 99 \text{ mA}$$

$$R_s = \frac{I_m R_m}{I_s} = \frac{1 \text{ mA} \times 100 \Omega}{99 \text{ mA}} = 1.01 \Omega$$

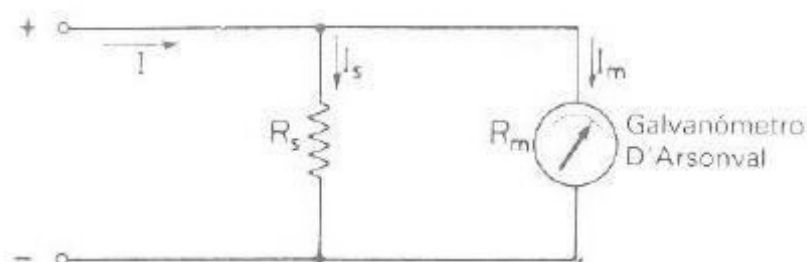


Figura 4-8. Circuito de un amperímetro básico de cd.

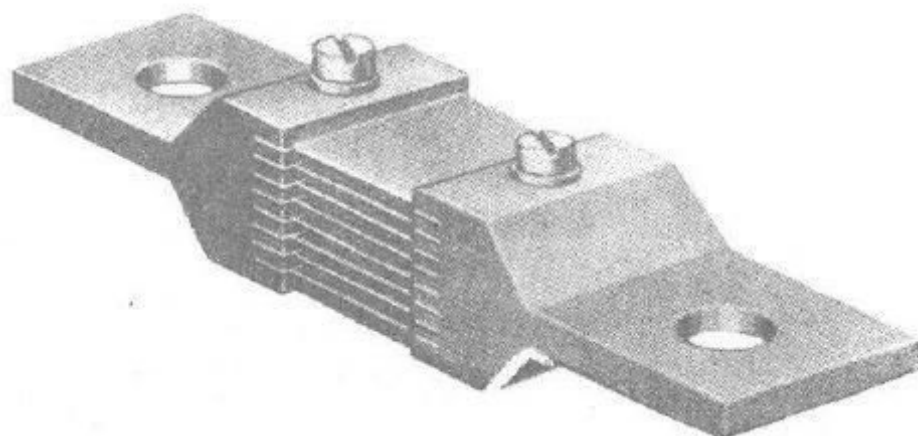


Figura 4-9. Resistencia de derivador de alta corriente para instrumentos de tablero. (Cortesía de Weston Instruments, Inc.)

La resistencia de derivación utilizada con el movimiento básico puede consistir de un alambre de resistencia de temperatura constante en la caja del instrumento o bien puede ser una derivación externa (manganina o constantan) con una resistencia muy baja. La figura 4-9 ilustra una resistencia en derivación externa. Esta consiste de hojas de material resistivo igualmente espaciadas soldadas a un bloque pesado de cobre en cada uno de los extremos de las hojas. El material resistivo tiene un coeficiente de temperatura muy bajo, y existe un efecto termoeléctrico bajo entre el material resistivo y el cobre. Por lo general se emplean derivadores externos de este tipo para medir corrientes muy grandes.

4-4.2 Derivación de Ayrton

La escala de corriente del amperímetro cd se puede extender mediante varias resistencias de derivaciones, seleccionadas por un *interruptor de rango*. Tal medidor se llama amperímetro *multirango*. La figura 4-10 muestra el diagrama esquemático de un amperímetro multirango. El circuito tiene cuatro derivaciones, R_a , R_b , R_c y R_d , que se pueden colocar en paralelo con el movimiento para dar cuatro escalas de corrientes diferentes. El interruptor S es de multiposición, del tipo que hace conexión *antes-de-desconectar*, de manera que el movimiento no se vea afectado cuando el circuito se queda sin protección, sin derivación, al cambio de rango.

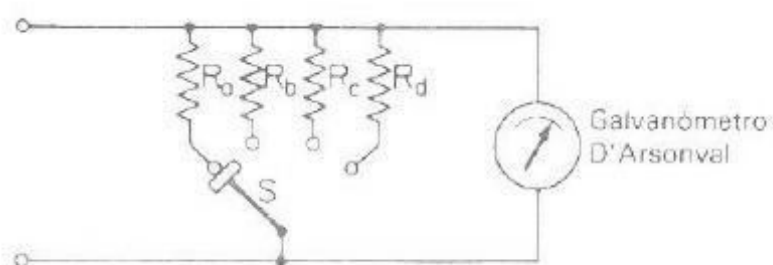


Figura 4-10. Diagrama esquemático de un amperímetro multirango simple.

EJEMPLO 4-2

Diséñese un amperímetro con derivación de Ayrton para escalas de corriente de 1 A, 5 A y 10 A. Se utiliza un galvanómetro D'Arsonval con una resistencia interna de $R_m = 50 \Omega$, una corriente de deflexión a escala completa de 1 mA y se utiliza la configuración de la figura 4-11.

SOLUCION Para la escala de 1-A: $R_a + R_b + R_c$ están en paralelo con la bobina móvil de 50Ω . Dado que el movimiento necesita 1 mA para la deflexión de escala completa, se requiere que en la derivación circule una corriente de $1 \text{ A} - 1 \text{ mA} = 999 \text{ mA}$. Con la ecuación (4-2) se obtiene

$$R_a + R_b + R_c = \frac{1 \times 50}{999} = 0.05005 \Omega \quad (\text{I})$$

Para la escala de 5-A: $R_a + R_b$ están en paralelo con $R_c + R_m$ (50Ω). En este caso habrá una corriente de 1-mA a través de la bobina móvil y el resistor R_c en serie, así como 4 999 mA a través de $R_a + R_b$. Con la ecuación (4-2) se tiene

$$R_a + R_b = \frac{1 \times (R_c + 50 \Omega)}{4\,999} \quad (\text{II})$$

Para la escala de 10-A: R_a sirve como derivación y $R_b + R_c$ están en serie con la bobina móvil. La corriente a través de ella es otra vez 1 mA y en la derivación circulan los restantes 9 999 mA. La ecuación anterior da

$$R_a = \frac{1 \times (R_b + R_c + 50 \Omega)}{9\,999} \quad (\text{III})$$

Al resolver las tres ecuaciones simultáneas (I), (II) y (III) se obtiene:

$$4\,999 \times (\text{I}): 4\,999R_a + 4\,999R_b + 4\,999R_c = 250.2$$

$$(\text{II}): 4\,999R_a + 4\,999R_b - R_c = 50$$

Al restar (II) de (I) se obtiene:

$$5\,000R_c = 200.2$$

$$R_c = 0.04004 \Omega$$

Similarmente,

$$9\,999 \times (\text{I}): 9\,999R_a + 9\,999R_b + 9\,999R_c = 500.45$$

$$(\text{III}): 9\,999R_a - R_b - R_c = 50$$

Al restar (III) de (I) se obtiene

$$10\,000R_b + 10\,000R_c = 450.45$$

La sustitución del valor calculado de R_c en esta expresión da:

$$10\,000R_b = 450.45 - 400.4$$

$$R_b = 0.005005 \Omega$$

$$R_a = 0.005005 \Omega$$

Estos cálculos indican que para corrientes grandes los valores de las resistencias de derivación pueden ser muy pequeñas.

La *derivación universal* o *de Ayrton* de la figura 4-11 elimina las posibilidades de tener el medidor sin ninguna derivación en el circuito. Esta ventaja se obtiene a expensas de llegar a tener una resistencia total del medidor ligeramente mayor. La derivación de Ayrton da una excelente oportunidad para aplicar la teoría de los circuitos básicos a circuito práctico.

Los amperímetros de corriente directa disponibles en el comercio ofrecen una variedad de rangos de $20\ \mu\text{A}$ a $50\ \text{A}$ a plena escala para medidores autosuficientes y a $500\ \text{A}$ para medidores de derivación externa. Los amperímetros de precisión de laboratorio cuentan con una carta de calibración, de manera que el usuario puede corregir las lecturas para cualquier error de escala.

Tómense las siguientes precauciones cuando se use un amperímetro en un trabajo de medición:

- No* conectar un amperímetro *a través* de una fuente de fem. Ya que por su baja resistencia circularía una corriente dañina muy alta que puede destruir el delicado movimiento. *Siempre* se conecta el amperímetro en serie con una carga capaz de limitar la corriente.
- Obsérvese la *polaridad* correcta. La polaridad inversa causa que el medidor se deflece contra el mecanismo de tope y esto podría dañar la aguja.
- Cuando se utiliza un medidor multirango, primero se usa la escala de corriente más alta; luego se disminuye la escala de corriente hasta obtener la deflexión adecuada. Para incrementar la exactitud de la medición (capítulo 1), se emplea una escala que dé una lectura tan cercana a la escala completa tanto como sea posible.

4-5 VOLTÍMETROS DE CD

4-5.1 Resistencia multiplicadora

La adición de una resistencia en serie o *multiplicador* convierte al movimiento básico D'Arsonval en un *voltímetro de cd*, como se muestra en la figura 4-12. La resistencia multiplicadora limita la corriente a través del movimiento de forma que no exceda el valor de la corriente de deflexión (I_{sd}) a plena escala. Un voltímetro de cd mide la diferencia de potencial entre dos puntos en un circuito de cd y por lo tanto se debe conectar *a través* de una fuente fem o de un componente del circuito. Las terminales del medidor generalmente están marcadas con “pos” y “neg”, ya que se debe observar la polaridad.

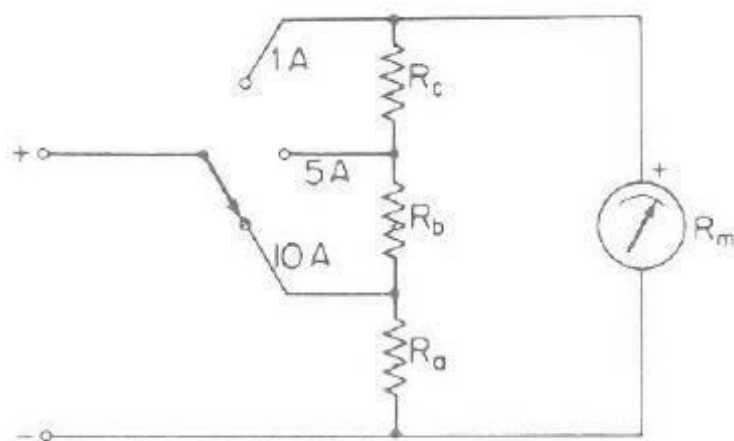


Figura 4-11. Derivación universal o de Ayrton.

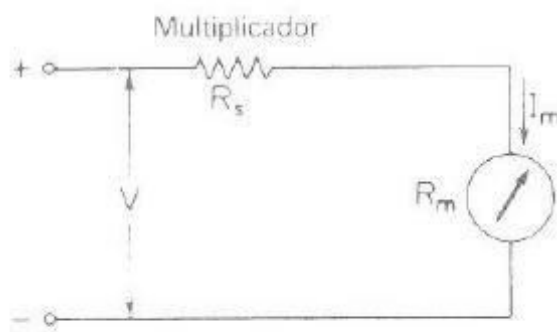


Figura 4-12. Circuito de voltímetro básico cd.

El valor de la resistencia multiplicadora necesaria para la escala de voltaje se calcula con base a la figura 4-12, donde:

I_m = corriente de deflexión a plena escala del movimiento (I_{fsd})

R_m = resistencia interna del movimiento

R_s = resistencia multiplicadora

V = voltaje a plena escala del instrumento

Para el circuito de la figura 4-12

$$V = I_m(R_s + R_m)$$

Al despejar R_s se tiene

$$R_s = \frac{V - I_m R_m}{I_m} = \frac{V}{I_m} - R_m \quad (4-4)$$

Por lo general la resistencia multiplicadora se monta dentro de la caja del voltímetro para escalas moderadas hasta 500 V. Para voltajes más altos, la resistencia multiplicadora se puede montar afuera del gabinete sobre un par de postes blindados con el fin de evitar el calor excesivo del interior.

4-5.2 Voltímetro de rango múltiple

La suma de varias resistencias multiplicadoras, junto con un interruptor de rango, provee al instrumento de varias escalas de trabajo. La figura 4-13 muestra un voltímetro *multirango* con un interruptor de cuatro posiciones y cuatro resistencias multipli-

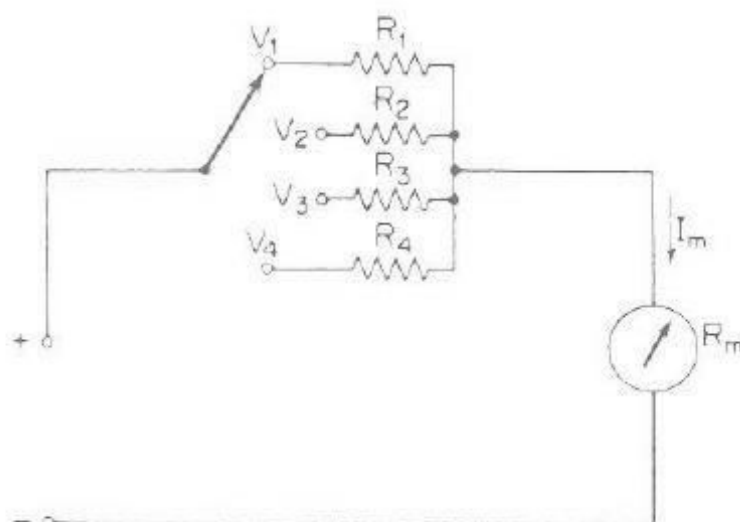


Figura 4-13. Voltímetro multirango.

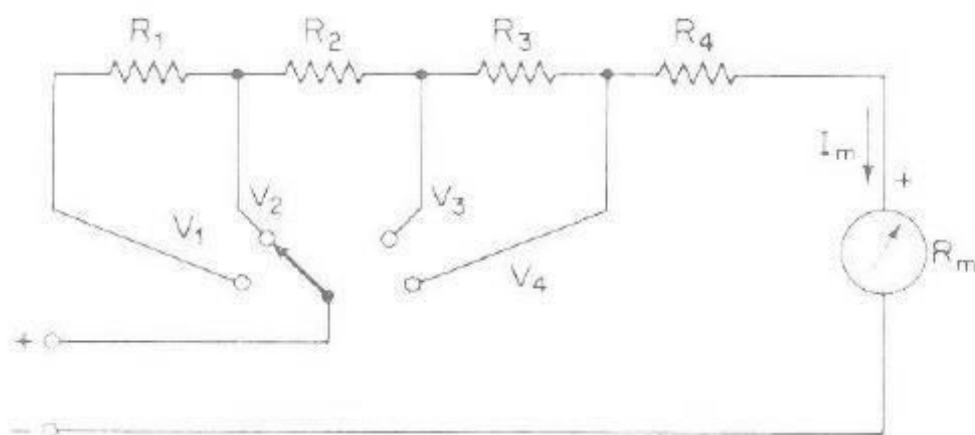


Figura 4-14. Modelo práctico de resistencias multiplicadoras en un voltímetro multirango.

cadoras, R_1 , R_2 , R_3 y R_4 , para las escalas de voltaje V_1 , V_2 , V_3 y V_4 , respectivamente. Los valores de las resistencias multiplicadoras se calculan con el método expuesto anteriormente con el *método de sensibilidad*. Este se ilustra en el ejemplo 4-4, de la sección 4-6, donde se analiza la sensibilidad.

Una variación del circuito de la figura 4-13 se presenta en la figura 4-14, donde las resistencias multiplicadoras están conectadas en serie y el selector de escala conmuta la cantidad apropiada de resistencia en serie con el movimiento. Este sistema presenta la ventaja de que todos los resistores multiplicadores, excepto el primero,

EJEMPLO 4-3

Un movimiento básico D'Arsonval tiene una resistencia interna, $R_m = 100 \Omega$ y una corriente a escala completa, I_m , se va a utilizar como voltímetro de cd multirango con escalas de voltaje de 0-10 V, 0-50 V, 0-250 V y 0-500 V; se empleará el circuito de la figura 4-16.

SOLUCION Para la escala de 10 V (el selector de escala en la posición V_1), la resistencia total del circuito es:

$$R_T = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = R_T - R_m = 10 \text{ k}\Omega - 100 \Omega = 9\,900 \Omega$$

Para la escala de 50 V (selector de escala en posición V_2),

$$R_T = \frac{50 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 50 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_T - (R_4 + R_m) = 50 \text{ k}\Omega - 10 \text{ k}\Omega = 40 \text{ k}\Omega$$

Para la escala de 250 V (selector de escala en posición V_3),

$$R_T = \frac{250 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 250 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_T - (R_3 + R_4 + R_m) = 250 \text{ k}\Omega - 50 \text{ k}\Omega = 200 \text{ k}\Omega$$

Para la escala de 500 V (selector de escala en posición V_4),

$$R_T = \frac{500 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 500 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = R_T - (R_2 + R_3 + R_4 + R_m) = 500 \text{ k}\Omega - 250 \text{ k}\Omega = 250 \text{ k}\Omega$$

tienen resistencias normalizadas y se pueden obtener comercialmente con tolerancias de precisión. Sólo el resistor multiplicador de la escala baja, R_4 , se debe elaborar para que cumpla los requisitos del circuito.

Nótese que en el ejemplo 4-3, únicamente la resistencia multiplicadora del rango más bajo R_4 , tiene un valor no normalizado.

4-6 SENSIBILIDAD DEL VOLTÍMETRO

4-6.1 Régimen ohms por volt

En la sección 4-5 se mostró que todas las escalas de voltaje alcanzan la corriente de deflexión a plena escala I_{fsd} cuando se aplica el correspondiente voltaje de rango. Como se vio en el ejemplo 4-3, se obtiene una corriente de 1 mA para los voltajes de 10 V, 50 V, 250 V y 500 V a través de las terminales del medidor. Para cada una de las escalas de voltaje, el cociente de la resistencia total del circuito R_T y el voltaje de escala es siempre 1 000 Ω/V . Esta figura a menudo se conoce como *sensibilidad* o *régimen ohms por volt*, del voltímetro. Nótese que la sensibilidad S es esencialmente el *recíproco* de la corriente de deflexión a plena escala del movimiento básico o:

$$S = \frac{1}{I_{fsd}} \frac{\Omega}{V} \quad (4-5)$$

La sensibilidad S de un voltímetro es una ventaja en el *método de sensibilidad* para el cálculo de la resistencia multiplicadora en un voltímetro de cd. Considérese el circuito de la figura 4-14, donde:

S = sensibilidad del voltímetro (Ω/V)

V = escala de voltaje, seleccionado con el interruptor de rango

R_m = resistencia interna del movimiento (más la resistencia de rango en serie)

R_x = resistencia multiplicadora

Para el circuito de la figura 4-14,

$$R_T = S \times V \quad (4-6)$$

y

$$R_x = (S \times V) - R_m \quad (4-7)$$

La utilización del método de sensibilidad se ilustra en el ejemplo 4-4.

EJEMPLO 4-4

Repítase el ejemplo 4-3, ahora con el método de sensibilidad para el cálculo de las resistencias multiplicadoras.

SOLUCION

$$S = \frac{1}{I_{fsd}} = \frac{1}{0.001 \text{ A}} = 1\,000 \frac{\Omega}{V}$$

$$R_4 = (S \times V) - R_m = \frac{1\,000 \Omega}{V} \times 10 \text{ V} - 100 \Omega = 9\,900 \Omega$$

$$R_3 = (S \times V) - R_m = \frac{1\,000\ \Omega}{V} \times 50\ V - 10\,000\ \Omega = 40\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = (S \times V) - R_m = \frac{1\,000\ \Omega}{V} \times 250\ V - 50\ \text{k}\Omega = 200\ \text{k}\Omega$$

$$R_1 = (S \times V) - R_m = \frac{1\,000\ \Omega}{V} \times 500\ V - 250\ \text{k}\Omega = 250\ \text{k}\Omega$$

4-6.2 Efecto de carga

La sensibilidad de un voltímetro de cd es un factor importante cuando se selecciona un medidor para determinadas mediciones de voltaje. Un medidor de baja sensibilidad puede dar lecturas correctas cuando se miden voltajes en circuitos de baja resistencia; pero éste produce lecturas erróneas en circuitos de alta resistencia. Cuando se conecta un voltímetro, a través de dos puntos en un circuito altamente resistivo, actúa como un derivador para esa parte del circuito y por lo tanto reduce la resistencia equivalente en esa parte del circuito. El medidor indicará un voltaje menor del que realmente existe antes de conectar el medidor. A este efecto se le llama *efecto de carga* del instrumento; y lo causan principalmente instrumentos de baja sensibilidad. El efecto de carga de un voltímetro se ilustra en el ejemplo 4-5.

EJEMPLO 4-5

Se desea medir el voltaje a través de un resistor de 50 kΩ en el circuito de la figura 4-15. Se tienen dos voltímetros para esta medición: el voltímetro 1 con una sensibilidad de 1 000 Ω/V y el voltímetro 2 con una sensibilidad de 20 000 Ω/V. Ambos se utilizan en la escala de 50 V. Calcúlese a) la lectura de cada medidor; b) el error en cada lectura, expresado como un porcentaje del valor real.

SOLUCION Una inspección del circuito indica que el voltaje a través de la resistencia de 50 kΩ es

$$\frac{50\ \text{k}\Omega}{150\ \text{k}\Omega} \times 150\ V = 50\ V$$

Este es el valor *verdadero* del voltaje a través del resistor de 50 kΩ.

a) *Voltímetro 1* ($S = 1\,000\ \Omega/V$) tiene una resistencia de $50\ V \times 1\,000\ \Omega/V = 50\ \text{k}\Omega$ en su escala de 50 V. La conexión del medidor a través del resistor de 50 kΩ disminuye la resistencia de las ramas en paralelo del circuito a 25 kΩ y la resistencia total del circuito a 125 kΩ. La diferencia de potencial a través de la combinación del medidor y el resistor de 50 kΩ es

$$V_1 = \frac{25\ \text{k}\Omega}{125\ \text{k}\Omega} \times 150\ V = 30\ V$$

Por lo tanto, el dispositivo indica un voltaje de 30 V. El *voltímetro 2* ($S = 20\ \text{k}\Omega/V$) tiene una resistencia de $50\ V \times 20\ \text{k}\Omega/V = 1\ \text{M}\Omega$, en el rango de 50 V, la resistencia

del paralelo equivalente es igual a 47.6 kΩ. Esta combinación produce un voltaje de

$$V_2 = \frac{47.6 \text{ k}\Omega}{147.6 \text{ k}\Omega} \times 150 \text{ V} = 48.36 \text{ V}$$

la cual se indica en el voltímetro.

b) El error de la lectura del voltímetro 1 es

$$\begin{aligned} \% \text{ de error} &= \frac{\text{valor verdadero} - \text{valor aparente}}{\text{valor verdadero}} \times 100\% \\ &= \frac{50 \text{ V} - 30 \text{ V}}{50 \text{ V}} \times 100\% = 40\% \end{aligned}$$

El error en la lectura del voltímetro 2 es

$$\% \text{ de error} = \frac{50 \text{ V} - 48.36 \text{ V}}{50 \text{ V}} \times 100\% = 3.28\%$$

El cálculo efectuado en el ejemplo anterior indica que un medidor con mayor sensibilidad (régimen ohms-por-volt) da un resultado más confiable. Es importante tomar en cuenta el factor de sensibilidad, en particular cuando se realizan mediciones de voltaje en circuitos de alta resistencia.

La confiabilidad y exactitud de los resultados de una prueba representa un punto interesante. Cuando un voltímetro de cd poco sensible y sin embargo *de alta exactitud*, se coloca a través de las terminales de una resistencia alta, el medidor refleja con exactitud las condiciones de voltaje producidas por el efecto de carga. El error es humano o error grave (sección 1-4), ya que no se seleccionó el instrumento apropiado. El medidor “altera” el circuito; lo ideal en la instrumentación debe ser siempre, medir una condición sin afectarla de ninguna manera. El investigador tiene la responsabilidad de seleccionar un instrumento preciso, confiable y de suficiente sensibilidad para que no afecte lo que está siendo medido. La falla no está en el instrumento altamente exacto sino en el investigador que lo utiliza incorrectamente. De hecho un usuario experto en el uso de instrumentos complejos podría calcular el verdadero voltaje, utilizando un medidor poco sensible pero exacto. Por lo tanto la exactitud siempre se requiere en los instrumentos; la *sensibilidad* sólo se necesita en aplicaciones especiales donde el efecto de carga modifica lo que se está midiendo. El ejemplo 4-6 ilustra cómo un instrumento de baja sensibilidad pero exacto sirve para realizar una medición correcta.

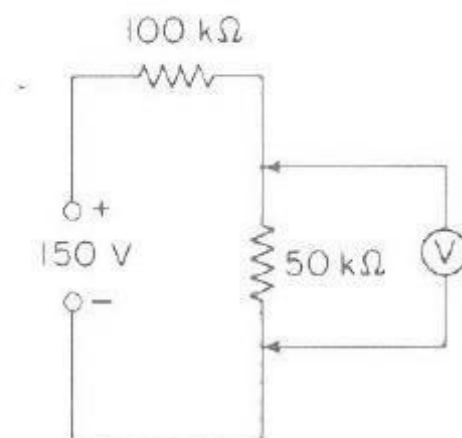


Figura 4-15. Efecto de la carga en un voltímetro.

EJEMPLO 4-6

El único voltímetro disponible en el laboratorio tiene una sensibilidad de $100 \Omega/\text{V}$ y tres escalas, 50 V, 150 V y 300 V. Cuando se conecta al circuito de la figura 4-16, el medidor lee 4.65 V en su escala más baja (50 V). Calcúlese el valor de R_x , donde R_v es la resistencia del voltímetro.

SOLUCION La resistencia equivalente del voltímetro en su escala de 50 V es

$$R_v = 100 \frac{\Omega}{\text{V}} \times 50 \text{ V} = 5 \text{ k}\Omega$$

Si R_p = la resistencia del paralelo de R_x y R_v .

$$R_p = \frac{V_p}{V_s} \times R_s = \frac{4.65}{95.35} \times 100 \text{ k}\Omega = 4.878 \text{ k}\Omega$$

Entonces

$$R_x = \frac{R_p \times R_v}{R_v - R_p} = \frac{4.878 \text{ k}\Omega \times 5 \text{ k}\Omega}{0.122 \text{ k}\Omega} = 200 \text{ k}\Omega$$

El ejemplo 4-6 muestra que cuando un instrumentista conoce las limitaciones del aparato, pueda hacer correcciones siempre y cuando el voltímetro sea exacto.

Se deben observar las siguientes precauciones generales cuando se utilice un voltímetro:

- Obsérvese la polaridad correcta; ya que si es incorrecta origina que el medidor deflece contra el mecanismo de tope y esto puede dañar la aguja.
- Conéctese el voltímetro *a través* del circuito o componente cuyo voltaje se va a medir.
- Cuando se emplee un voltímetro de escala múltiple, hay que utilizar la escala de mayor voltaje y posteriormente disminuirla hasta tener una lectura lo más cercana a la parte superior de la escala.
- Considere el efecto de carga. Este se puede minimizar seleccionando la escala de voltaje más alta (y mayor sensibilidad) como sea posible. La exactitud de la medición disminuye si la indicación está en el extremo inferior de la escala (sección 1-4).

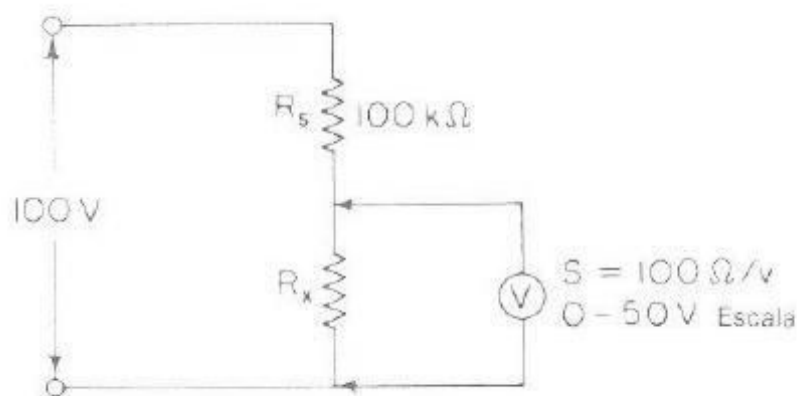


Figura 4-16. Empleo de un voltímetro exacto pero poco sensible para determinar la resistencia de R_x .

4-7 OHMIOMETRO TIPO SERIE

El ohmiómetro tipo serie consta de un galvanómetro o movimiento D'Arsonval conectado en serie con una resistencia y una batería, con un par de terminales a los cuales se conecta la resistencia desconocida. La corriente que circula a través del galvanómetro depende de la magnitud de la resistencia desconocida y la indicación del medidor es proporcional a su valor, siempre y cuando se hayan tomado en cuenta los problemas de calibración. La figura 4-17 muestra los elementos de un ohmiómetro en tipo serie de una sola escala. En la figura 4-17,

- R_1 = resistor limitador de corriente
- R_2 = resistor de ajuste a cero
- E = batería interna
- R_m = resistencia interna del galvanómetro d'Arsonval
- R_x = resistor desconocido

Cuando la resistencia desconocida $R_x = 0$ (terminales A y B en cortocircuito), circula corriente máxima en el circuito. En estas condiciones, la resistencia de derivación R_2 se ajusta hasta que el galvanómetro indique la corriente a escala completa (I_{fsd}). La posición de la aguja para la corriente de escala completa se marca " 0Ω ". En forma similar, cuando $R_x = \infty$ (terminales A y B abiertas) la corriente en el circuito es cero y el galvanómetro indica cero corriente, esta posición se marca " ∞ " en la escala. Se colocan las marcas intermedias en la escala conectando valores conocidos de resistencia R_x en las terminales del instrumento. La exactitud de estas marcas depende de la exactitud repetitiva del galvanómetro y de las tolerancias de las resistencias de calibración.

Aun cuando el ohmiómetro tipo serie es un diseño popular y se utiliza extensamente en los instrumentos portátiles para servicio general, tiene ciertas desventajas. La más importante se relaciona con la disminución del voltaje de la batería interna con el tiempo y el uso, de forma que la corriente a escala completa disminuye y el medidor no lee " 0 " cuando A y B están en cortocircuito. La resistencia de derivación R_2 en la figura 4-17 provee un ajuste para contrarrestar el efecto de la descarga de la batería. Es posible ajustar la aguja a escala completa con R_1 eliminando R_2 , pero esto cambiaría la calibración en toda la escala. El ajuste de R_2 es una mejor solución, ya que la resistencia equivalente del paralelo de R_2 y la bobina R_m siempre es baja

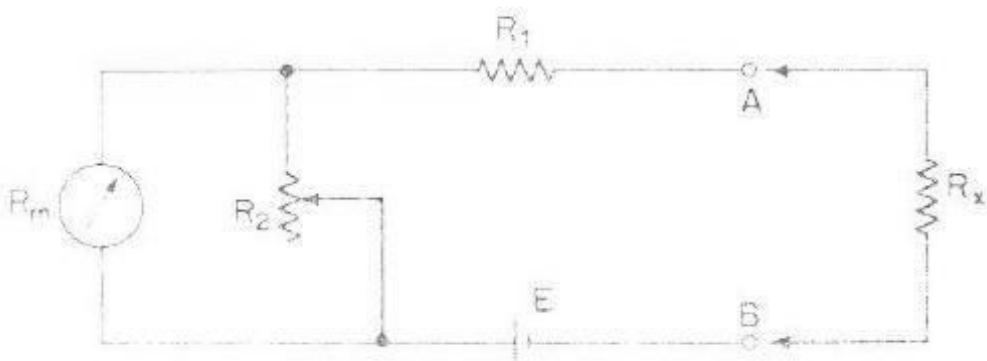


Figura 4-17. Ohmiómetro tipo serie.

comparada con R_1 , y por consiguiente el cambio requerido en R_2 para el ajuste no cambia mucho la calibración. El circuito de la figura 4-17 no compensa por completo el envejecimiento de la batería, pero realiza un buen trabajo dentro de los límites esperados de exactitud del instrumento.

Una cantidad conveniente al uso en el diseño de un ohmiómetro tipo serie es el valor de R_1 que origina media deflexión en el medidor. A esta posición, la resistencia a través de las terminales A y B se define como la resistencia de media escala R_h . El circuito es analizable a partir de la corriente a escala completa I_{fsd} y la resistencia interna del galvanómetro R_m , el voltaje de la batería E y el valor deseado de la resistencia de media escala R_h ; esto es, se pueden calcular los valores de R_1 y R_2 .

El diseño se puede analizar ya que al introducir R_h se reduce la corriente a $\frac{1}{2}I_{fsd}$, y la resistencia desconocida debe ser igual a la resistencia interna total del ohmiómetro.

$$R_h = R_1 + \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m} \quad (4-8)$$

La resistencia total que se presenta a la batería es igual a $2R_h$, y la corriente necesaria para la deflexión a media escala es

$$I_h = \frac{E}{2R_h} \quad (4-9)$$

Para producir la deflexión a plena escala, la corriente por la batería se debe duplicar, o sea

$$I_t = 2I_h = \frac{E}{R_h} \quad (4-10)$$

La corriente de derivación a través de R_2 es

$$I_2 = I_t - I_{fsd} \quad (4-11)$$

El voltaje en la resistencia de la derivación (E_{sh}) es igual al voltaje en el galvanómetro

$$E_{sh} = E_m \quad \text{o} \quad I_2 R_2 = I_{fsd} R_m$$

y

$$R_2 = \frac{I_{fsd} R_m}{I_2} \quad (4-12)$$

Al sustituir la ecuación (4-11) en la (4-12) se obtiene

$$R_2 = \frac{I_{fsd} R_m}{I_t - I_{fsd}} = \frac{I_{fsd} R_m R_h}{E - I_{fsd} R_h} \quad (4-13)$$

Resolviendo la ecuación (4-8) por R_1 , se obtiene

$$R_1 = R_h - \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m} \quad (4-14)$$

Al sustituir la ecuación (4-13) en la (4-14) y al despejar R_1 , se tiene

$$R_1 = R_h - \frac{I_{fsd} R_m R_h}{E} \quad (4-15)$$

Un cálculo típico de un ohmiómetro tipo serie se expone en el ejemplo 4-7.

EJEMPLO 4-7

El ohmiómetro de la figura 4-17 utiliza un movimiento PMMC de $50\ \Omega$ básico que requiere una corriente de 1 mA a escala completa. El voltaje de la batería interna es de 3 V . La resistencia que provoca una deflexión de media escala es de $2\ 000\ \Omega$. Calcúlese a) los valores de R_1 y R_2 ; b) el valor máximo de R_2 , para compensar la caída del 10% de voltaje de la batería; c) el error de escala en la marca de media escala ($2\ 000\ \Omega$) cuando R_2 está en la posición dada en b).

SOLUCION a) La corriente de la batería total para la deflexión a escala completa es

$$I_t = \frac{E}{R_h} = \frac{3\text{ V}}{2\ 000\ \Omega} = 1.5\text{ mA} \quad (4-16)$$

La corriente a través de la resistencia de ajuste a cero R_2 es entonces

$$I_2 = I_t - I_{fsd} = 1.5\text{ mA} - 1\text{ mA} = 0.5\text{ mA} \quad (4-17)$$

El valor de la resistencia de ajuste a cero R_2 es

$$R_2 = \frac{I_{fsd} R_m}{I_2} = \frac{1\text{ mA} \times 50\ \Omega}{0.5\text{ mA}} = 100\ \Omega \quad (4-18)$$

La resistencia del paralelo del movimiento y el resistor de derivación (R_p) es

$$R_p = \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m} = \frac{50 \times 100}{150} = 33.3\ \Omega$$

El valor de la resistencia limitadora de corriente R_1 es

$$R_1 = R_h - R_p = 2\ 000 - 33.3 = 1\ 966.7\ \Omega$$

b) A la caída del 10% de voltaje de la batería,

$$E = 3\text{ V} - 0.3\text{ V} = 2.7\text{ V}$$

La corriente total de la batería I_t es

$$I_t = \frac{E}{R_h} = \frac{2.7\text{ V}}{2\ 000\ \Omega} = 1.35\text{ mA}$$

La corriente de la derivación I_2 es

$$I_2 = I_t - I_{fsd} = 1.35\text{ mA} - 1\text{ mA} = 0.35\text{ mA}$$

y la resistencia de ajuste a cero R_2 es igual a

$$R_2 = \frac{I_{fsd} R_m}{I_2} = \frac{1\text{ mA} \times 50\ \Omega}{0.35\text{ mA}} = 143\ \Omega$$

c) La resistencia del paralelo de la bobina móvil del medidor y el nuevo valor de R_2 es

$$R_p = \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m} = \frac{50 \times 143}{193} = 37\ \Omega$$

Como la resistencia de media escala R_h es igual a la resistencia del circuito interna total, R_h se incrementa a

$$R_h = R_i + R_p = 1\,966.7\,\Omega + 37\,\Omega = 2\,003.7\,\Omega$$

Por lo tanto, el valor verdadero en la marca de media escala del medidor es $2\,003.7\,\Omega$, aunque el medidor esté marcado en la escala con $2\,000\,\Omega$. El porcentaje de error es entonces

$$\% \text{ error} = \frac{2\,000 - 2\,003.7}{2\,003.7} \times 100\% = -0.185\%$$

El signo negativo indica que la lectura del medidor está debajo de la verdadera.

El ohmiómetro del ejemplo 4-7 se puede diseñar para otros valores de R_h , entre ciertos límites. Si $R_h = 3\,000\,\Omega$, la corriente de la batería sería $1\,\text{mA}$, la cual requiere como corriente para deflexión a plena escala. Si el voltaje de la batería decrece por envejecimiento, la corriente total en la batería podría caer debajo de $1\,\text{mA}$, y no habría modo de ajustarla.

4-8 OHMIOMETRO TIPO DERIVACION

El diagrama del circuito de un *ohmiómetro tipo derivación* se muestra en la figura 4-18. Este consiste de una batería en serie con una resistencia de ajuste R_1 y un galvanómetro D'Arsonval. La resistencia desconocida se conecta a través de las terminales A y B , en *paralelo* con el medidor. Para este circuito es necesario tener un *interruptor* que desconecte la batería cuando no se use el instrumento. Cuando la resistencia desconocida $R_x = 0\,\Omega$ (A y B están en cortocircuito), la corriente del medidor es cero. Si la resistencia desconocida $R_x = \infty$ (A y B están abiertas), la corriente circulará únicamente a través del medidor; y con la apropiada selección del valor de R_1 , se puede hacer que la aguja marque escala completa. De esta forma, el ohmiómetro tiene la marca "cero" en el lado izquierdo de la escala (no circula corriente) y la marca "infinito" en el lado derecho de la escala (corriente de deflexión a plena escala).

El ohmiómetro tipo derivación es adecuado para medir valores bajos de resistencia; no se suele emplear en los instrumentos de prueba, pero se encuentra en los laboratorios o para aplicaciones especiales de medición de resistencia baja.

El análisis del ohmiómetro tipo derivación es similar al del ohmiómetro tipo serie (sección 4-7). En la figura 4-18, cuando $R_x = \infty$, la corriente a escala completa del

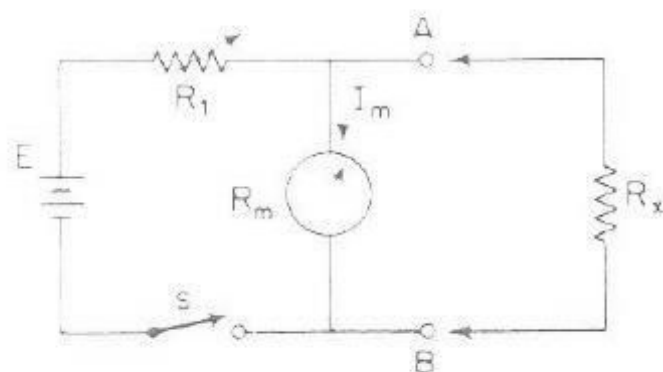


Figura 4-18. Ohmiómetro tipo derivación.

medidor es

$$I_{fsd} = \frac{E}{R_1 + R_m} \quad (4-19)$$

donde E = voltaje de la batería interna

R_1 = resistor limitador de corriente

R_m = resistencia interna del galvanómetro

Al despejar R_1 se tiene

$$R_1 = \frac{E}{I_{fsd}} - R_m \quad (4-20)$$

Para cualquier valor de R_x conectado a través de las terminales del medidor, la corriente por el medidor decrece y esta dada por

$$I_m = \frac{E}{R_1 + [R_m R_x / (R_m + R_x)]} \times \frac{R_x}{R_m + R_x}$$

o

$$I_m = \frac{ER_x}{R_1 R_m + R_x (R_1 + R_m)} \quad (4-21)$$

La corriente del medidor para cualquier valor de R_x , expresada como una fracción de la corriente a escala completa es

$$s = \frac{I_m}{I_{fsd}} = \frac{R_x (R_1 + R_m)}{R_1 (R_m + R_x) + R_m R_x}$$

o

$$s = \frac{R_x (R_1 + R_m)}{R_x (R_1 + R_m) + R_1 R_m} \quad (4-22)$$

Definiendo

$$\frac{R_1 R_m}{R_1 + R_m} = R_p \quad (4-23)$$

y sustituyendo la ecuación 4-23 en la 4-22 se obtiene

$$s = \frac{R_x}{R_x + R_p} \quad (4-24)$$

Si se utiliza la ecuación 4-24, el medidor se calibra calculando s en términos de R_x y R_p .

Para la lectura de media escala del medidor ($I_m = 0.5 I_{fsd}$), la ecuación 4-21 se reduce a

$$0.5 I_{fsd} = \frac{ER_h}{R_1 R_m + R_h (R_1 + R_m)} \quad (4-25)$$

Donde R_h = resistencia externa que produce media deflexión. Para determinar los valores sobre la escala para un valor de R_1 , la lectura de media escala se puede encontrar dividiendo la ecuación 4-19 entre la 4-25 y al despejar para R_h :

$$R_h = \frac{R_1 R_m}{R_1 + R_m} \quad (4-26)$$

El análisis muestra que la resistencia de media escala está determinada por el resistor limitador R_1 y la resistencia interna del galvanómetro R_m . La resistencia limitadora, R_1 , a su vez, está determinada por la resistencia del medidor R_m y por la corriente de deflexión a plena escala I_{fsd} .

Para ilustrar que el ohmímetro tipo derivación es particularmente útil para la medición de resistencias de valores muy bajos, considérese el ejemplo 4-8.

EJEMPLO 4-8

En el circuito de la figura 4-18 se utiliza un galvanómetro D'Arsonval con una resistencia interna de 5Ω . El voltaje de la batería $E = 3 \text{ V}$. Se desea modificar el circuito aumentando una resistencia apropiada R_{sh} a través del galvanómetro, de tal forma que el instrumento indique 0.5Ω en el punto medio de su escala. Calcúlese a) el valor de la resistencia de derivación, R_{sh} ; b) el valor de la resistencia limitadora de corriente, R_1 .

SOLUCION a) Para la deflexión a plena escala del galvanómetro,

$$I_m = 0.5 I_{fsd} = 5 \text{ mA}$$

El voltaje a través del galvanómetro es

$$E_m = 5 \text{ mA} \times 5 \Omega = 25 \text{ mV}$$

Ya que el voltaje también aparece a través de la resistencia desconocida, R_x , la corriente a través de ésta es

$$I_x = \frac{25 \text{ mV}}{0.5 \Omega} = 50 \text{ mA}$$

La corriente que circula en el galvanómetro (I_m) más la que circula por la derivación (I_{sh}) debe ser igual a la corriente que circula por la resistencia desconocida (I_x). Por lo tanto

$$I_{sh} = I_x - I_m = 50 \text{ mA} - 5 \text{ mA} = 45 \text{ mA}$$

La resistencia derivadora es

$$R_{sh} = \frac{E_m}{I_{sh}} = \frac{25 \text{ mV}}{45 \text{ mA}} = \frac{5}{9} \Omega$$

b) La corriente de la batería total es

$$I_t = I_m + I_{sh} + I_x = 5 \text{ mA} + 45 \text{ mA} + 50 \text{ mA} = 100 \text{ mA}$$

La caída de voltaje a través de la resistencia limitadora R_1 es igual $3 \text{ V} - 25 \text{ mV} = 2.975 \text{ V}$. Por lo tanto

$$R_1 = \frac{2.975 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 29.75 \Omega$$

4-9 MULTIMETRO (VOM)

El amperímetro, el voltímetro y el ohmímetro utilizan el galvanómetro D'Arsonval. La diferencia entre los tres es el circuito utilizado con el movimiento básico. Es por lo tanto obvio que se puede diseñar un instrumento para realizar las tres funciones de medición; este dispositivo, tiene un *interruptor de función* que selecciona el circuito apropiado al galvanómetro D'Arsonval y es llamado comúnmente *multímetro* o *medidor-volt-ohm-miliampere* (VOM).

Un ejemplo representativo de un multímetro comercial se muestra en la figura 4-19. El diagrama del circuito de este medidor se encuentra en la figura 4-20. El medidor es una combinación de un miliamperímetro de cd, un voltímetro de cd, voltímetro de ca, ohmímetro de escalas múltiples y una salida del medidor. (Los circuitos del voltímetro de ca y la salida del medidor se exponen en la sección 4-11.2).

La figura 4-21 presenta el circuito correspondiente al voltímetro de cd, donde las terminales de entrada se utilizan para medir voltajes en los rangos de 0-1.5 a 0-1 000 V. Una entrada externa de voltaje, marcada "DC 5 000 V", se emplea para la medición de voltajes hasta 5 000 V. La operación de este circuito es semejante a la del circuito de la figura 4-12, que se analizó en la sección 4-5.

El movimiento básico del multímetro de la figura 4-19 tiene una corriente a plena escala de $50\ \mu\text{A}$ y una resistencia interna de $2\ 000\ \Omega$. Los valores de las resistencias multiplicadoras están indicados en la figura 4-21. Obsérvese que en la escala de 5 000 V, el selector de escalas debe colocarse en la posición de 1 000 V sin embargo, el cable



Figura 4-19. Multímetro de propósito general. Es un instrumento conocido en los laboratorios de electrónica desde hace muchos años. (Cortesía de Simpson Electric Company.)

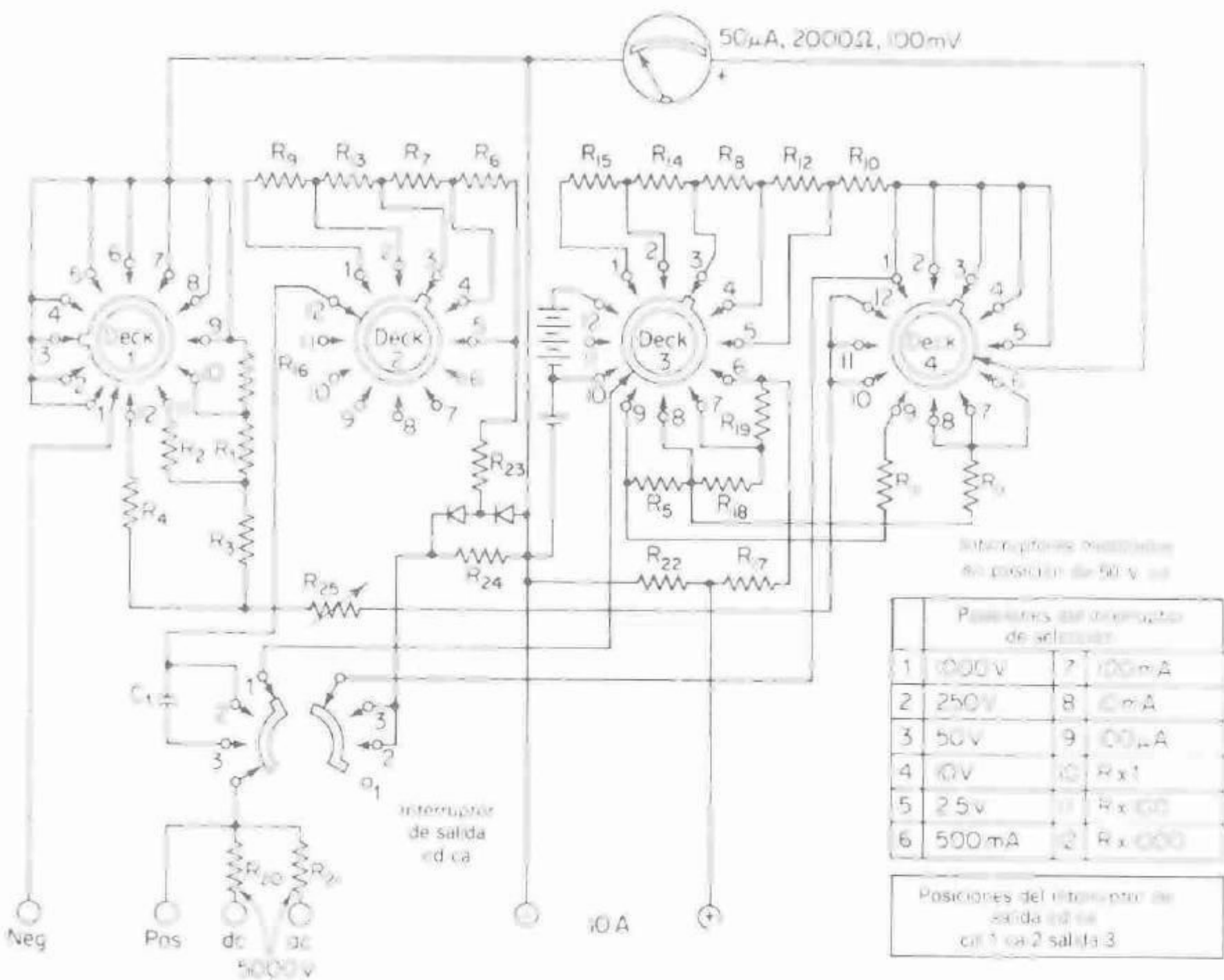


Figura 4-20. Diagrama esquemático de un multímetro Simpson modelo 260. (Cortesía de Simpson Electric Company.)

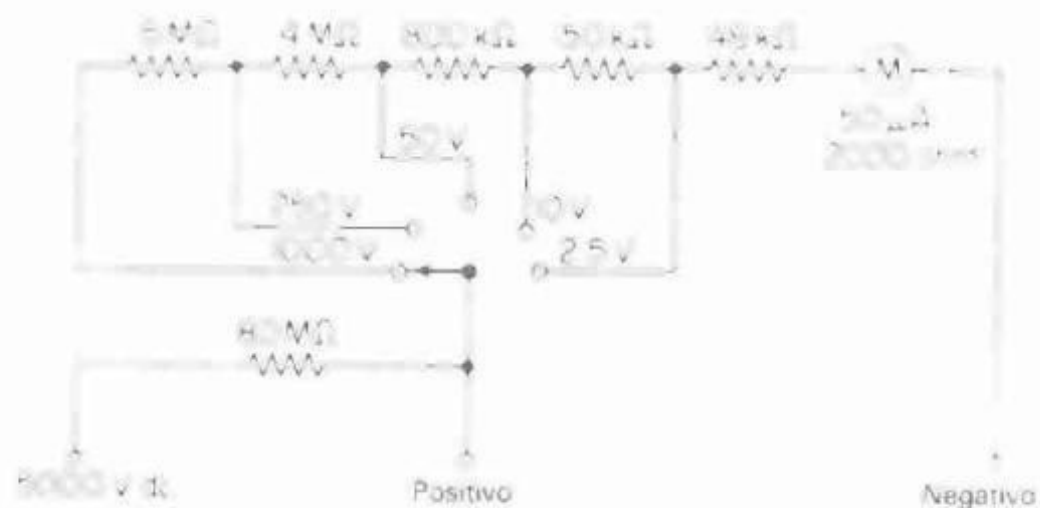


Figura 4-21. Circuito del voltímetro de cd de un multímetro Simpson modelo 260. (Cortesía de Simpson Electric Company.)

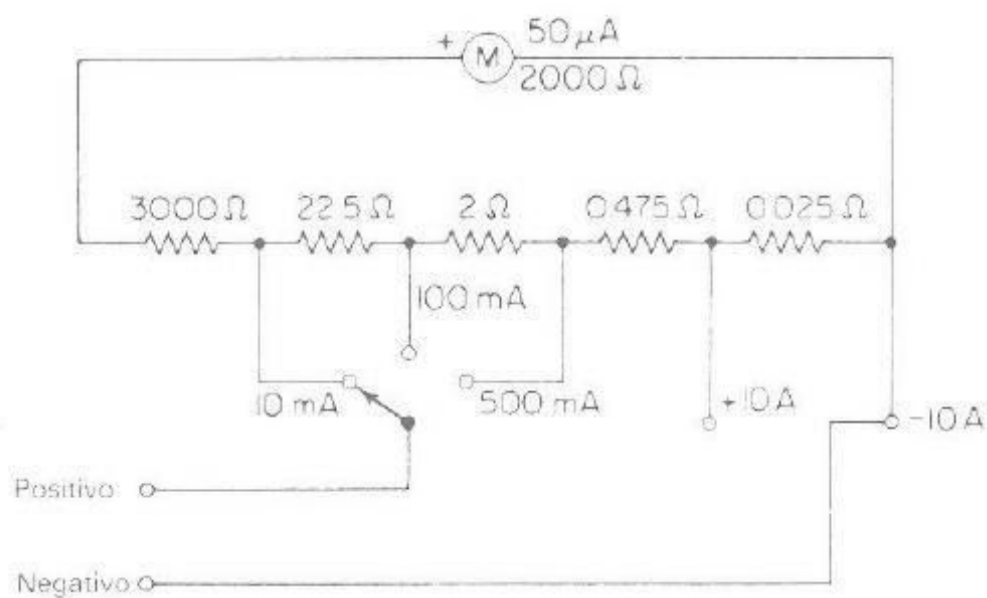
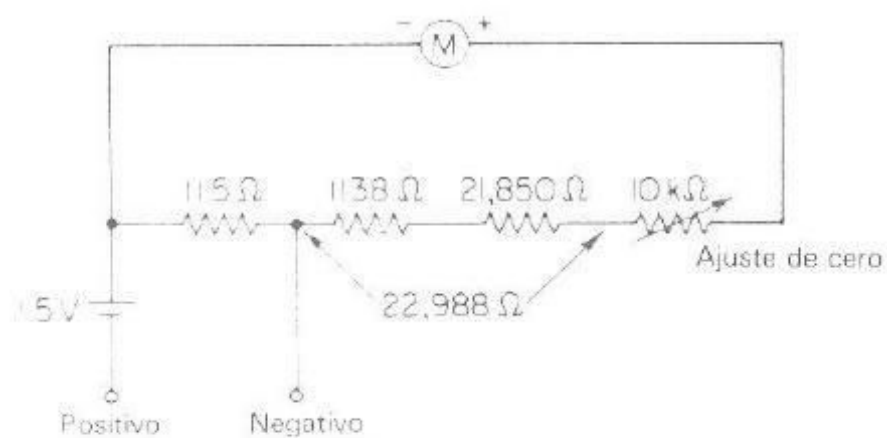
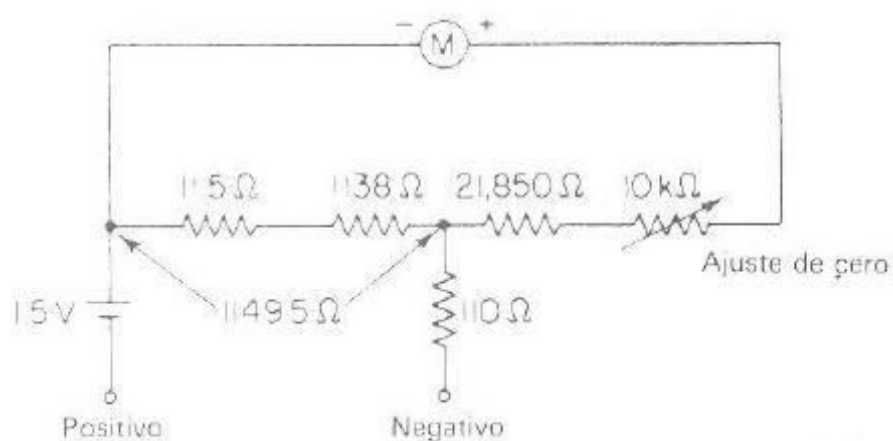


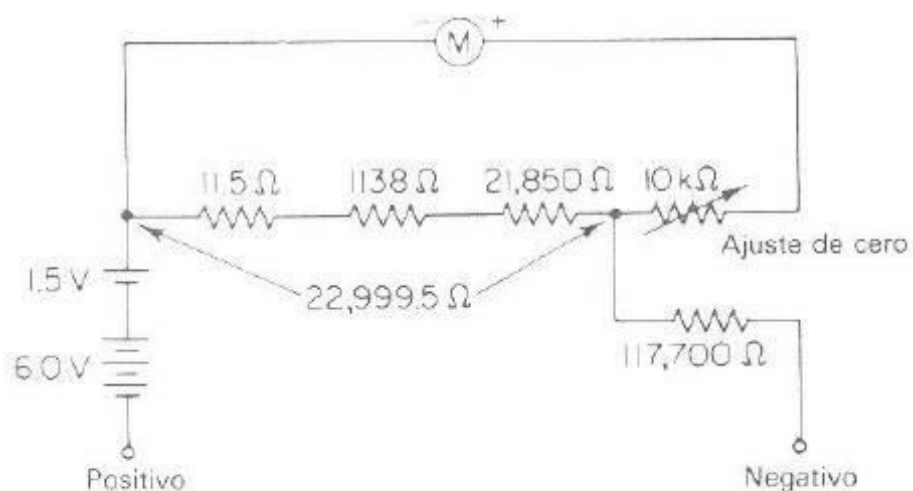
Figura 4-22. Circuito del amperímetro de cd de un multímetro Simpson modelo 260. (Cortesía de Simpson Electric Company.)



a) Circuito del ohmiómetro para la escala $R \times 1$



b) Circuito del ohmiómetro para la escala $R \times 100$



c) Circuito del ohmiómetro para la escala $R \times 10\,000$

Figura 4-23. Circuito del ohmiómetro de un multímetro Simpson modelo 260. (Cortesía de Simpson Electric Company.)

de prueba debe ir conectado a la entrada externa marcada "DC 5 000 V". Hay que adoptar las precauciones normales para la medición de voltajes. Este instrumento es adecuado para trabajos de servicio generales, debido a su sensibilidad más o menos alta ($20 \text{ k}\Omega/\text{V}$).

El circuito para la medición de miliamperes y amperes de cd de la figura 4-22 se explica por sí solo. Las terminales positiva (+) y negativa (-) son para medir corrientes hasta de 500 mA; y las entradas marcadas con "+ 10 A" y "-10 A", son utilizadas para la escala de 0-10-A.

Los detalles de la sección del ohmiómetro del VOM se presentan en la figura 4-23. El circuito de la figura 4-23a es un circuito de ohmiómetro para la escala multiplicadora por 1. Antes que se realice cualquier medición, el instrumento se debe poner en cortocircuito y ajustar a "cero" hasta que el medidor indique resistencia cero (corriente de escala completa). Obsérvese que el circuito tiene la forma de una variación siguiendo el modelo del ohmiómetro de derivación. Las escalas multiplicadoras por 100 y 10 000 se ilustran en la figura 4-23b y c.

El circuito del voltímetro de ca del multímetro se selecciona colocando el interruptor "ac-cd" en la posición "ac". La operación de este circuito se estudia en la sección 4-11.2.

4-10 CALIBRACION DE INSTRUMENTOS DE CD

Aun cuando las técnicas detalladas de calibración van más allá del alcance de este capítulo, a continuación se dan algunos procedimientos generales para la calibración de instrumentos básicos de cd.

La calibración de un *amperímetro cd* se facilita mediante el método de la figura 4-24. El valor de la corriente a través del amperímetro por calibrar se determina midiendo la diferencia de potencial en una resistencia patrón por el *método potenciométrico* y calculando después la corriente por la *ley de Ohm*. El resultado de este cálculo se compara con la lectura del amperímetro en calibración conectado en el circuito. Se requiere una buena fuente de corriente constante, normalmente suministrada por celdas de voltaje o fuentes de energía de precisión. El reóstato en el circuito se utiliza para controlar la corriente al valor deseado, de tal forma que se pueden calibrar diferentes puntos sobre la escala del medidor.

Un método simple para calibrar un *voltímetro de cd* se muestra en la figura 4-25, en donde el voltaje a través del resistor R se mide con un potenciómetro. El medidor

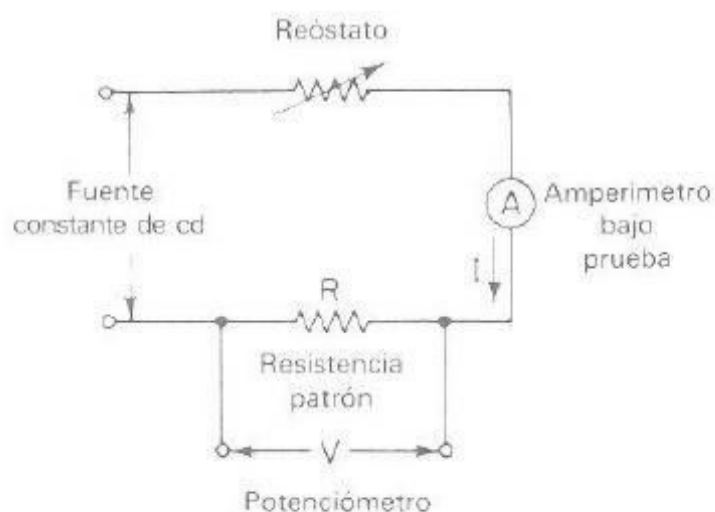


Figura 4-24. Método potenciométrico para calibrar un amperímetro cd.

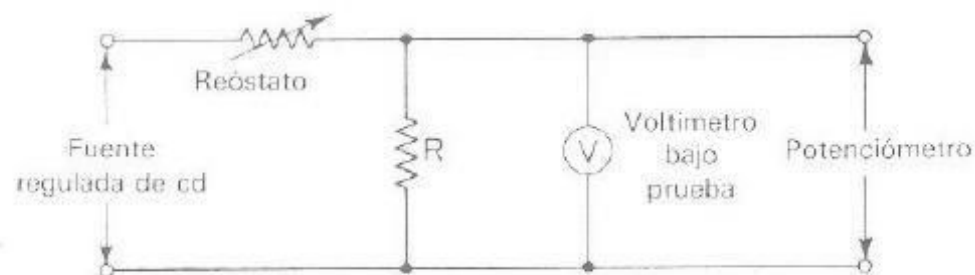


Figura 4-25. Método potenciométrico para calibrar un voltímetro cd.

por calibrar se conecta en estos mismos puntos y, por lo tanto, debe indicar el mismo voltaje que el potenciómetro. El reóstato en el circuito controla la corriente y por consiguiente la caída de voltaje a través de la resistencia, R , de manera que se puedan calibrar varios puntos en la escala del voltímetro. Los voltímetros probados con el método de la figura 4-25 se calibran con una exactitud de $\pm 0.01\%$, que va más allá de la exactitud normal de un galvanómetro D'Arsonval.

Por lo general, se considera que el *ohmiómetro* es un instrumento de exactitud moderada y baja precisión. Se puede realizar una calibración sencilla midiendo una resistencia patrón y comparándola con la lectura del ohmiómetro. Realizar esto en varios puntos de la escala del instrumento y para varias escalas, permite verificar el correcto funcionamiento del instrumento.

4-11 INSTRUMENTOS INDICADORES DE CORRIENTE ALTERNA

El galvanómetro de movimiento D'Arsonval responde al valor *promedio* o de *cd* de la corriente que circula por la bobina móvil. Si el galvanómetro conduce una corriente alterna con medios ciclos positivos y negativos, el par producido será en una dirección para el ciclo positivo y en la otra para el negativo. Si la frecuencia de la señal es muy baja, la aguja oscilará hacia adelante y hacia atrás alrededor del punto cero de la escala del medidor. A altas frecuencias, la inercia de la bobina es tan grande que la aguja no puede seguir las rápidas inversiones del par y vibra suavemente alrededor del cero.

Para medir ca con un galvanómetro D'Arsonval, se deben diseñar algunos medios para obtener un par *unidireccional* que no se invierta cada medio ciclo. Un método es el de rectificación de la ca, de tal forma que la corriente rectificada deflece la aguja. Otros métodos se basan en medir el efecto de calentamiento de la corriente alterna para producir una indicación de su magnitud. Algunos de éstos se detallan en este capítulo.

4-11.1 Electrodinamómetro

Uno de los movimientos más importantes de ca es el *electrodinamómetro*. Se utiliza a menudo en voltímetros y amperímetros de ca muy exactos, no solamente para la medición de señales de alta frecuencia de la línea de energía sino también para señales que se encuentren en rangos bajos de audiofrecuencia. Con algunas pequeñas modificaciones, el electrodinamómetro se puede emplear como wattímetro, medidor de VAR, medidor de factor de potencia o frecuencímetro. El movimiento de electrodinamómetro también puede servir como un instrumento de *transferencia*, ya que se puede calibrar en cd y luego utilizarlo directamente en ca, con lo cual se establece la equivalencia entre las mediciones de voltaje de ca y cd.

El elemento móvil D'Arsonval utiliza un imán permanente para generar el campo magnético en el cual gira la bobina móvil; el electrodinamómetro utiliza la corriente por medir para producir el flujo de campo necesario. La figura 4-26 muestra las partes de este movimiento. Una bobina fija, dividida en dos partes iguales, proporciona el campo magnético en el cual gira la bobina móvil. Las dos medias bobinas se conectan en serie con la bobina móvil y se alimentan con la corriente por medir. Hay suficiente espacio entre las bobinas fijas para permitir el paso del eje de la bobina móvil. La bobina móvil tiene unida una aguja balanceada por medio de un contrapeso. Su rotación se controla mediante resortes, similar a la construcción del galvanómetro D'Arsonval. El montaje completo está rodeado por un blindaje laminado para proteger el instrumento de los campos magnéticos exteriores que puedan afectar su operación. El amortiguamiento se logra mediante aletas de aluminio que se mueven en cámaras de aire. El mecanismo se construye en forma muy sólida y rígida, para mantener invariables sus dimensiones mecánicas y que su calibración esté intacta. Una vista de un corte de un electrodinamómetro se muestra en la figura 4-27.

Para entender la operación del instrumento conviene recordar las expresiones del par desarrollado por una bobina suspendida en un campo magnético. Se definió anteriormente (ecuación 4-1) que

$$T = B \times A \times I \times N$$

lo cual indica que el par que defleca la bobina móvil es directamente proporcional a las constantes de la bobina (A y N), la intensidad del campo magnético en el cual la bobina se mueve (B), y a la corriente que circula por la bobina. En el electrodinamómetro la densidad de flujo (B) depende de la corriente que circula a través de la bobina fija y por lo tanto es directamente proporcional a la corriente de deflexión (I). Puesto que las dimensiones de la bobina y su número de vueltas son cantidades fijas para un medidor dado, el par desarrollado es una función de la corriente al cuadrado (I^2).

Si el electrodinamómetro se diseña exclusivamente para utilizarlo en cd, la escala cuadrática se observa fácilmente mediante las marcas de la escala agrupadas en valores muy bajos de corriente, y aumentando el espaciamiento progresivamente hacia los valores más altos de corriente. Para utilizarlo en ca, el par desarrollado en cualquier instante es proporcional a la corriente *instantánea* al cuadrado (i^2). El valor ins-

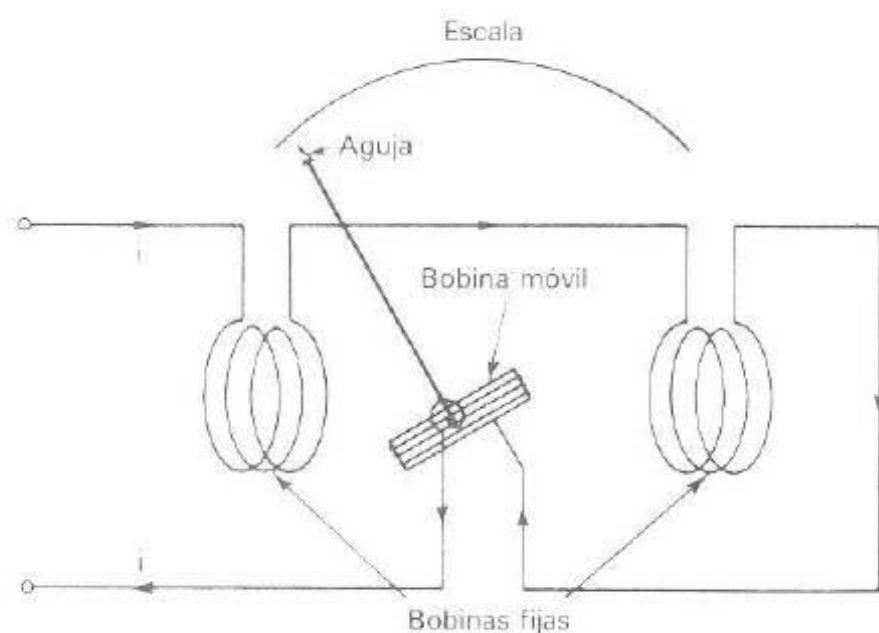


Figura 4-26. Diagrama esquemático del movimiento de electrodinamómetro.

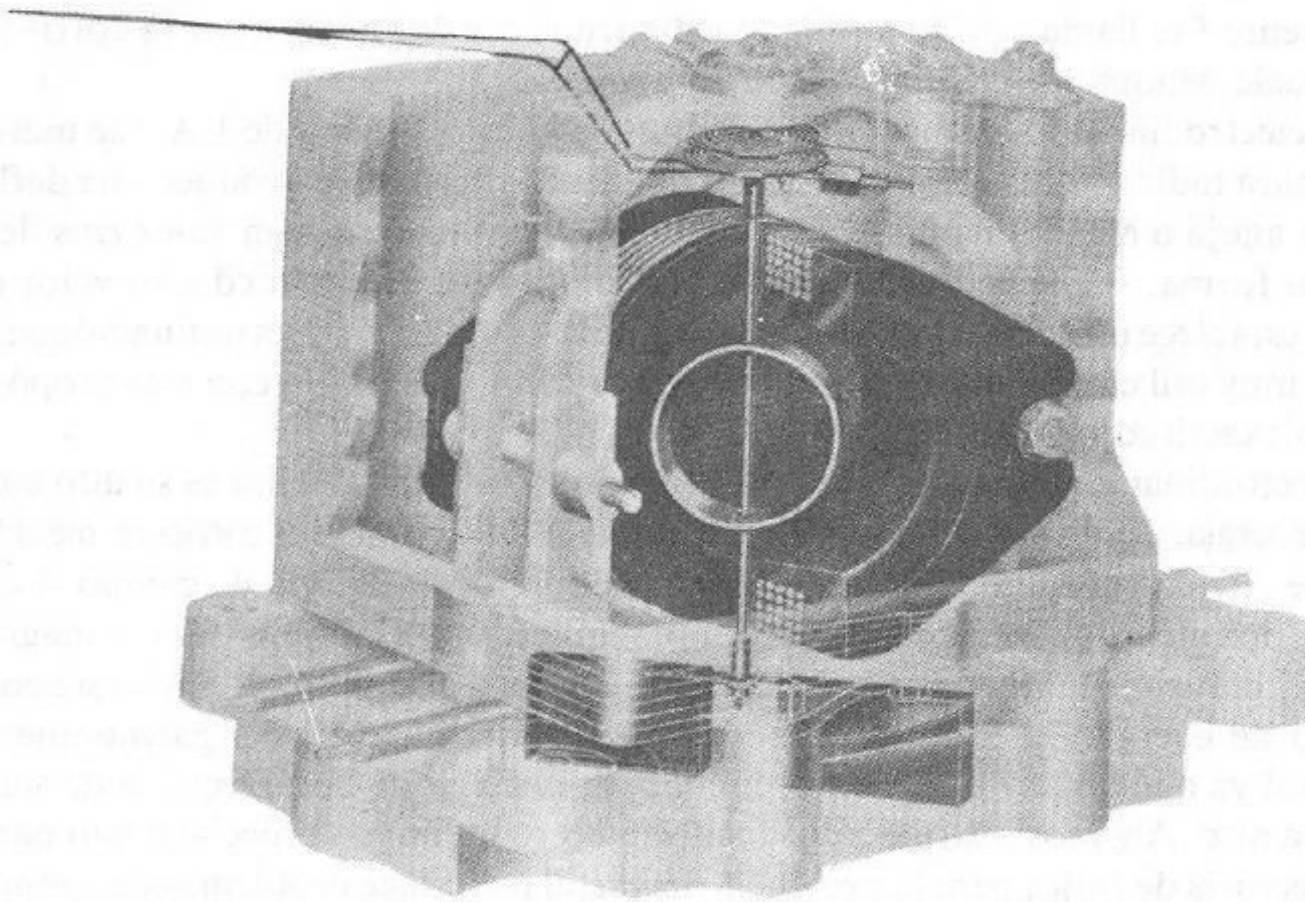


Figura 4-27. Vista interior de un electrodinamómetro; muestra los arreglos de bobinas fijas y móviles. El mecanismo es construido rígidamente, rodeado de un blindaje laminado para minimizar el efecto de los campos magnéticos externos en la indicación del medidor. (Cortesía de Weston Instruments, Inc.)

tantáneo de i^2 siempre es positivo y, por consiguiente, se producirá un par pulsante. El movimiento del electrodinamómetro no puede seguir las rápidas variaciones del par y toma una posición en la cual el par *promedio* se equilibra con el par de control de los resortes. La deflexión del medidor es función de la *media del cuadrado de la corriente*. La escala del electrodinamómetro se calibra en términos de la raíz cuadrada de la corriente promedio al cuadrado; de esta forma, el medidor indica *valores efectivos* o *rms* de la ca.

Las propiedades de transferencia del electrodinamómetro son claras cuando se compara el valor efectivo de una corriente alterna con el de la corriente directa en términos de sus efectos caloríficos o transferencia de potencia. Una corriente alterna que produce calor en una resistencia dada a la misma razón promedio que una corriente directa (I) tiene, por definición una corriente de I amperes. La razón promedio de generación de calor por una cd de I amperes en una resistencia R es I^2R watts. La razón promedio de generación de calor por una ca de i amperes durante un ciclo en la misma resistencia R es $\frac{1}{T} \int_0^T i^2 R dt$.

Por definición,

$$I^2 R = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 R dt$$

y

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\text{promedio } i^2}$$

Esta corriente I se llama raíz cuadrática media (rms) o valor efectivo de la corriente alterna, suele denominársele valor de cd *equivalente*.

Si el electrodinamómetro se calibra con una corriente directa de 1 A y se marca la escala para indicar este valor de 1 A cd la corriente alterna que produce una deflexión de la aguja a esa misma marca en la escala corresponderá a un valor *rms* de 1 A. De esta forma, se puede “transferir” una lectura realizada con cd a su valor en ca y así se establece una correspondencia directa entre ca y cd. El electrodinamómetro puede ser muy útil como un instrumento de *calibración*, y se utiliza con este propósito, por su exactitud inherente.

El electrodinamómetro presenta ciertas desventajas. Una de ellas es su alto consumo de energía, como consecuencia directa de su construcción. La corriente medida, además de circular por la bobina móvil debe proporcionar el flujo de campo. Para obtener suficiente campo magnético fuerte, se requiere una alta fmm (fuerza magnetomotriz) y la fuente debe suministrar corriente y potencia altas. A pesar de este consumo alto de energía, el campo magnético es más débil que el del galvanómetro D’Arsonval ya que no hay hierro en el circuito; es decir, toda la trayectoria de flujo consiste en aire. Algunos instrumentos incluyen acero laminado especial como parte de la trayectoria de flujo; pero la presencia del metal introduce problemas de calibración causados por los efectos de frecuencia y formas de onda. Los valores típicos de la densidad de flujo de un electrodinamómetro están en el intervalo de 60 gauss. Estos se comparan muy desfavorablemente con las densidades de flujo altas (1 000 a 4 000 gauss) de un buen galvanómetro D’Arsonval. La densidad de flujo baja de un electrodinamómetro afecta de inmediato el par producido y, por lo tanto, la sensibilidad del instrumento es generalmente muy baja.

La adición de una resistencia en serie convierte al electrodinamómetro en un voltímetro, el cual otra vez puede usarse para medir voltajes de cd y ca. Por las razones mencionadas, la sensibilidad de un voltímetro electrodinamómetro es baja, del orden de 10 a 30 Ω/V (comparada con 20 k Ω/V de un medidor D’Arsonval). La reactancia y la resistencia de la bobina también se incrementan cuando aumenta la frecuencia, limitando la aplicación del voltímetro electrodinamómetro a rangos de frecuencias bajas. Es muy exacto para la medición de señales a la frecuencia de la línea de energía y por lo general se utiliza como un patrón *secundario*.

El movimiento electrodinámico (incluso sin derivación) se puede utilizar como un amperímetro, sin embargo es difícil diseñar una bobina móvil que pueda conducir más de aproximadamente 100 mA. Las corrientes altas se deberían conducir hacia la bobina móvil mediante terminales de alambre grueso, con lo que se perdería su flexibilidad. En caso de emplear una derivación, se coloca únicamente a través de la bobina móvil. Las bobinas fijas se fabrican de alambre grueso, y pueden conducir corrientes totales altas. Esto permite construir amperímetros para corrientes de hasta 20 A. Para medir valores de corrientes de ca mayores, se utilizan transformadores de corriente y un amperímetro patrón de 5 A ca (sección 4-16).

4-11.2 Instrumentos tipo rectificador

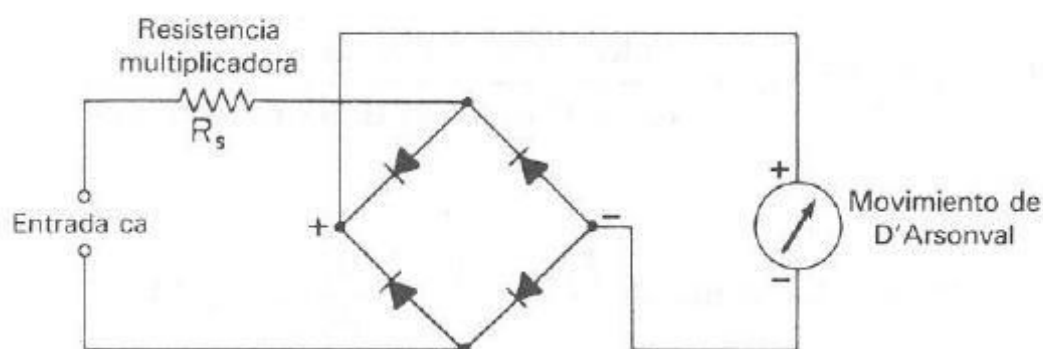
Una respuesta obvia a la pregunta de la medición de ca es la de utilizar un rectificador para convertir ca en cd unidireccional y entonces emplear un movimiento de cd que

indique el valor de la ca rectificada. Este método es muy eficaz, ya que un movimiento de cd por lo general tiene mayor sensibilidad que un instrumento electrodinámico o medidor de hierro móvil.

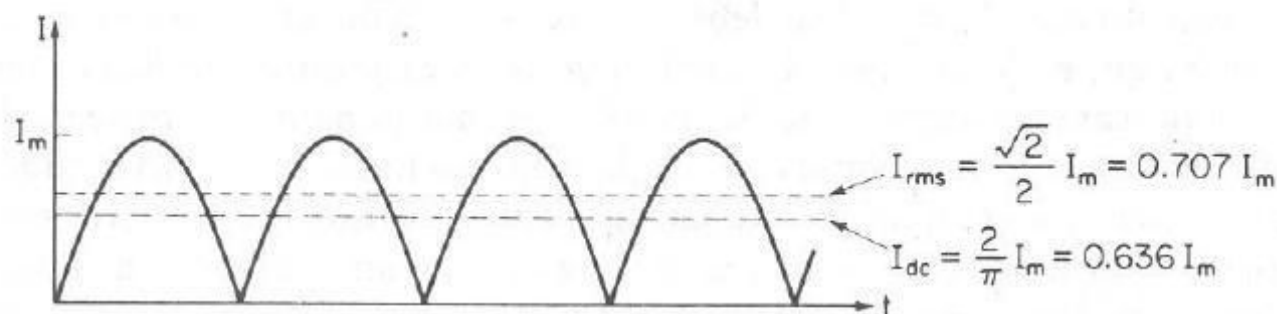
En términos generales los instrumentos *tipo rectificador* usan un galvanómetro PMMC en combinación con algún arreglo rectificador. El elemento rectificador consiste por lo común en un diodo de germanio o silicio. Los rectificadores de óxido de cobre y selenio son obsoletos, ya que tienen regímenes de voltaje inverso pequeños y sólo pueden manejar cantidades de corriente limitadas. Los diodos de germanio tienen un voltaje pico inverso (PIV) de 300 V y un régimen de corriente de alrededor de 100 mA. Los diodos rectificadores de silicio de baja corriente tienen un PIV superior a 1 000 V y un régimen de corriente del orden de 500 mA.

Algunas veces los rectificadores para trabajar en instrumentos constan de cuatro diodos en una configuración de puente, con lo que proporcionan una rectificación de onda completa. La figura 4-28 muestra un voltímetro ca compuesto por una resistencia multiplicadora, un puente rectificador y un galvanómetro PMMC.

El puente rectificador produce una corriente pulsante unidireccional a través del medidor, sobre un ciclo completo del voltaje de entrada. Por la inercia del galvanómetro, el medidor indica una deflexión estable proporcional al valor *promedio* de la corriente. Dado que las corrientes y voltajes alternos se suelen expresar en valores *rms*, la escala del medidor se *calibra* en término de los valores rms de una forma de onda senoidal.



a) Circuito



b) Corriente rectificada a través del medidor

Figura 4-28. Voltímetro ca tipo rectificador de onda completa.

EJEMPLO 4-9

En un voltímetro de ca experimental se emplea el circuito de la figura 4-28a, donde el movimiento PMMC tiene una resistencia interna de $50\ \Omega$ y necesita una corriente cd de $1\ \text{mA}$ para deflexión a plena escala. Considérese que los diodos son ideales (resistencia directa cero y resistencia inversa infinita) y calcúlese el valor de la resistencia multiplicadora R , para obtener una deflexión del medidor a plena escala con $10\ \text{V}$ de ca (rms) aplicados a las terminales de entrada.

SOLUCION Para rectificación de onda completa,

$$E_{dc} = \frac{2}{\pi} E_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_{rms} = 0.9E_{rms}$$

y

$$E_{dc} = 0.9 \times 10\ \text{V} = 9\ \text{V}$$

La resistencia del circuito total, despreciando la resistencia directa del diodo, es

$$R_t = R_s + R_m = \frac{9\ \text{V}}{1\ \text{mA}} = 9\ \text{k}\Omega$$

$$R_s = 9\ 000\ \Omega - 50\ \Omega = 8\ 950\ \Omega$$

Una onda no-senoidal tiene un valor promedio que puede ser considerablemente diferente del valor promedio de una onda senoidal pura (para la cual se calibró el medidor) y la lectura puede ser errónea. El *factor de forma* relaciona el valor promedio y el valor rms de los voltajes y corrientes variantes en el tiempo.

$$\text{factor de forma} = \frac{\text{valor efectivo de la onda de ca}}{\text{valor promedio de la onda de ca}}$$

Para una onda senoidal:

$$\text{factor de forma} = \frac{E_{rms}}{E_{av}} = \frac{(\sqrt{2}/2)E_m}{(2/\pi)E_m} = 1.11 \quad (4-27)$$

Nótese que el voltímetro del ejemplo 4-9 tiene una escala adecuada sólo para mediciones de señales senoidales. El factor de forma de la ecuación 4-27 también es el factor por el cual la corriente real (promedio) se multiplica para obtener las marcas de la escala de rms equivalentes.

El elemento rectificador ideal debe tener resistencia directa cero e inversa infinita. Sin embargo, en la práctica el rectificador es un dispositivo no-lineal, indicado por las curvas características de la figura 4-29. A valores bajos de corriente directa, el rectificador opera en una parte extremadamente no lineal de su curva característica, y su resistencia es grande en comparación con la resistencia a valores más altos de corriente. Por lo general las marcas de la escala de un voltímetro de rango bajo están demasiado juntas por lo que muchos fabricantes colocan una escala adicional para voltajes bajos, calibrada especialmente para este propósito. La alta resistencia en la primera parte de la curva característica del rectificador también impone un límite a la sensibilidad la cual se puede obtener en microamperímetros y voltímetros.

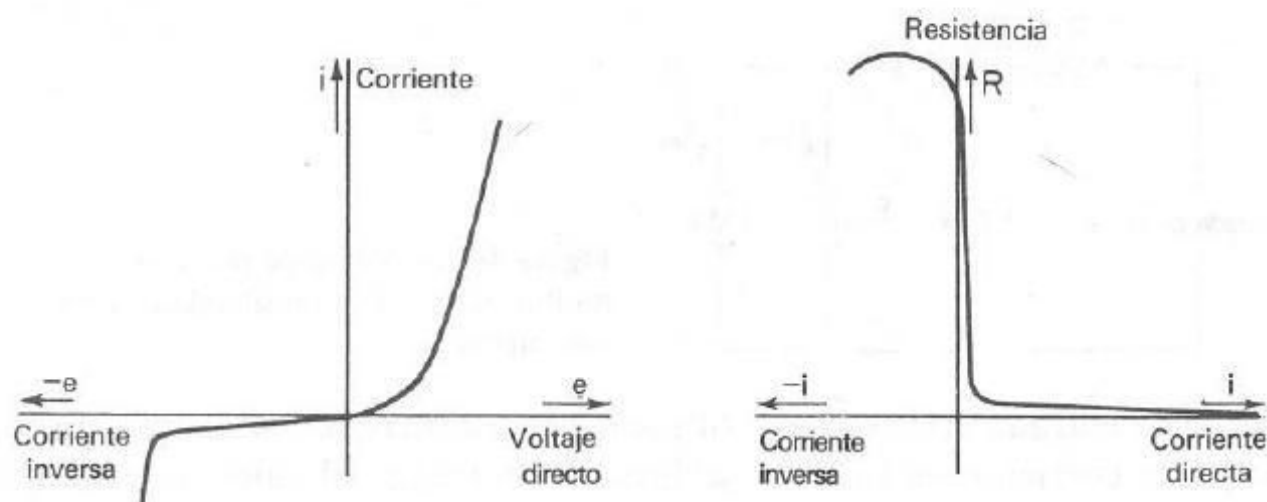


Figura 4-29. Curvas características de un rectificador de estado sólido.

La resistencia del elemento rectificador cambia con las variaciones de temperatura; ésta es una de las mayores desventajas de los instrumentos de tipo rectificador. La exactitud del medidor suele ser satisfactoria en condiciones normales de operación a temperatura ambiente y es generalmente del orden de $\pm 5\%$ de la lectura a plena escala con una onda senoidal. A temperaturas muy altas o bajas, la resistencia del rectificador cambia la resistencia total del circuito medidor lo suficiente para que las mediciones sean erróneas. Si se esperan grandes variaciones de temperatura, el medidor debe estar dentro de un gabinete de temperatura controlada.

La frecuencia también afecta la operación de los elementos rectificadores. El rectificador presenta propiedades capacitivas y tiende a filtrar frecuencias altas. Las lecturas del medidor pueden ser erróneas hasta un 0.5% menos por cada aumento de 1-kHz en la frecuencia.

4-11.3 Circuitos típicos de multímetro

En general, los voltímetros de ca tipo rectificador usan el arreglo de la figura 4-30. Se emplean dos diodos en este circuito, formando un rectificador de onda completa con el galvanómetro conectado de forma que sólo reciba la mitad de la corriente rectificada. El diodo D_1 conduce la mitad del ciclo positivo de la señal de ca de entrada y hace que el medidor se deflecte de acuerdo con el valor promedio de esa mitad del ciclo. La bobina móvil del medidor tiene una resistencia en derivación R_{sh} con el objeto de que circule más corriente por el diodo D_1 y así mover su punto de operación dentro de la parte lineal de su curva característica. Sin el diodo D_2 la mitad del ciclo negativo

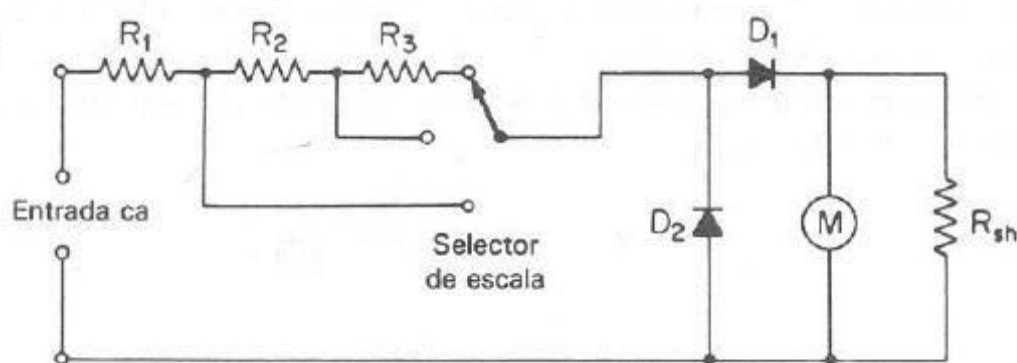


Figura 4-30. Circuito de un voltímetro de ca típico de un multímetro comercial.

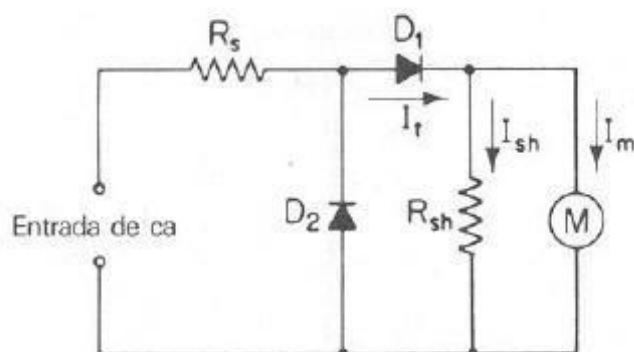


Figura 4-31. Cálculo de resistencia multiplicadora y la sensibilidad de un voltímetro ca.

del voltaje de entrada aplicaría un voltaje inverso a través del diodo D_1 , produciendo una pequeña corriente de fuga en la dirección inversa. El valor promedio del ciclo completo sería menor al de rectificación de media onda. El diodo D_2 soluciona este problema. En el semiciclo negativo, D_2 conduce completamente, y la corriente a través del circuito de medición, que ahora es en dirección opuesta, no pasa por el movimiento del medidor.

Por lo general el multímetro comercial tiene las mismas marcas de escala para ambos rangos de voltaje de cd y ca. En virtud de que la componente cd de una onda senoidal para rectificación de media onda es igual a 0.45 veces el valor rms, se presenta de inmediato un problema. Con el fin de obtener la misma deflexión en los intervalos de voltaje correspondientes de cd y ca, el multiplicador para el rango de ca se debe disminuir proporcionalmente. El circuito de la figura 4-31 ilustra la solución al problema y éste se detalla en el ejemplo 4-10.

EJEMPLO 4-10

La bobina móvil de un medidor tiene una resistencia interna de $100\ \Omega$ y necesita 1 mA de cd para la deflexión a plena escala. Se coloca una resistencia de derivación R_{sh} , a través de la bobina móvil, con un valor de $100\ \Omega$. Los diodos D_1 y D_2 tienen una resistencia directa en promedio de $400\ \Omega$ cada una, y se supone que poseen una resistencia inversa infinita. Para una escala de ca de 10 V , calcúlese a) el valor del multiplicador R_s ; b) la sensibilidad del voltímetro en la escala de ca.

SOLUCION a) Dado que R_m y R_{sh} son iguales a $100\ \Omega$, la corriente total que la fuente debe suministrar para la deflexión a plena escala es $I_t = 2\text{ mA}$. Para rectificación de media onda el valor de cd equivalente del voltaje ca rectificado es

$$E_{dc} = 0.45E_{rms} = 0.45 \times 10\text{ V} = 4.5\text{ V}$$

La resistencia total del circuito del instrumento es

$$R_t = \frac{E_{dc}}{I_t} = \frac{4.5\text{ V}}{2\text{ mA}} = 2\,250\ \Omega$$

La resistencia total está constituida de varios valores. Como sólo interesa la resistencia del circuito durante la mitad del ciclo en el cual la bobina móvil recibe corriente, se puede eliminar la resistencia infinita de la polarización inversa del diodo D_2 del circuito. Por lo tanto

$$R_t = R_s + R_{D_1} + \frac{R_m R_{sh}}{R_m + R_{sh}}$$

y

$$R_t = R_s + 400 + \frac{100 \times 100}{200} = R_s + 450\ \Omega$$

El valor del multiplicador es

$$R_s = 2\,250 - 450 = 1\,800\ \Omega$$

b) La sensibilidad del circuito en su escala de ca de 10 V es

$$S = \frac{2\,250\ \Omega}{10\ \text{V}} = 225\ \Omega/\text{V}$$

El mismo movimiento, utilizado en un voltímetro de cd, daría una sensibilidad de 1 000 Ω/V .

La sección 4-10 expone los circuitos de cd de un multímetro típico, utilizando el diagrama esquemático simplificado de la figura 4-20. El circuito para la medición de volts de ca (sacado de la figura 4-20) se reproduce en la figura 4-32. Las resistencias R_9 , R_{13} , R_7 y R_6 forman una serie de multiplicadores para los rangos de voltaje de 1 000 V, 250 V, 50 V y 10 V, respectivamente, y sus valores se indican en el diagrama de la figura 4-32. En los rangos de 2.5 V de ca la resistencia R_{23} actúa como multiplicador y corresponde al valor de R_s del ejemplo 4-10, de la figura 4-31. La resistencia R_{24} es la derivación del medidor y mejora la operación del rectificador. Ambos valores están sin especificar en el diagrama y se eligen por el fabricante. Un poco de reflexión basta para convencerse que la resistencia de derivación debería ser 2 000 Ω , igual a la resistencia del medidor. Si la resistencia directa promedio de los elementos del rectificador es 500 Ω (suposición razonable), entonces la resistencia R_{23} debe tener un valor de 1 000 Ω . Esto es debido a que la sensibilidad del medidor en los rangos de ca se da como 1 000 Ω/V ; en el rango de ca de 2.5 V, el circuito ha de tener una resistencia total de 2 500 Ω . Este valor se obtiene de la suma de R_{23} , la resistencia directa del diodo y la combinación de las resistencias de la bobina móvil y la resistencia de derivación como se muestra en el ejemplo 4-10.

4-12 TERMOINSTRUMENTOS

La figura 4-33 muestra la combinación de un termopar y un movimiento PMMC, que sirve para medir tanto ca como cd. Esta combinación se llama *instrumento de termopar*, ya que su operación se basa en la acción de un elemento termopar. Cuando dos

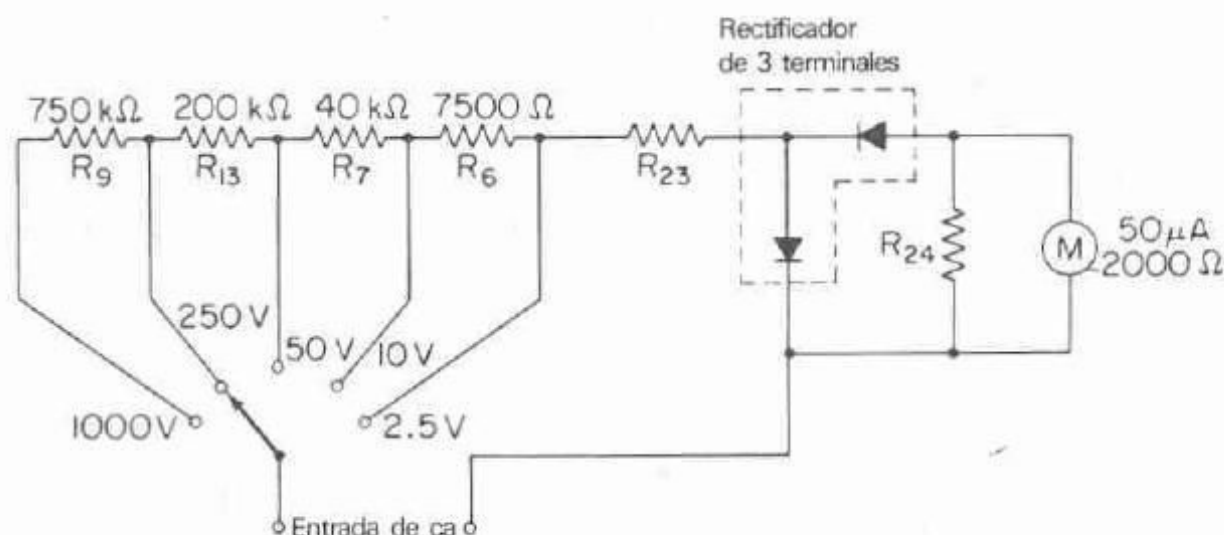


Figura 4-32. Circuito de un voltímetro multirango Simpson modelo 260. (Cortesía de Simpson Electric Company.)

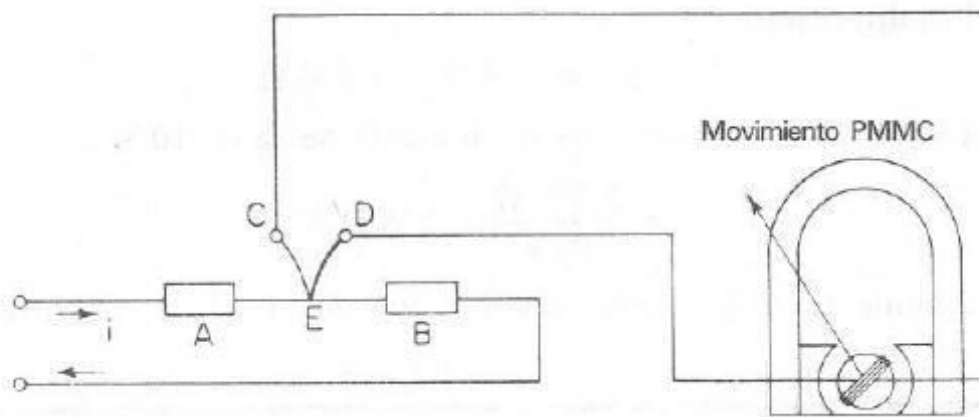


Figura 4-33. Diagrama esquemático de un instrumento con termopar básico, que utiliza un termopar CDE y un movimiento PMMC.

metales diferentes están unidos en sus extremos, se genera un voltaje en la unión de ambos. Este voltaje aumenta en proporción a la temperatura de la unión. En la figura 4-33, *CE* y *DE* representan los dos metales diferentes, unidos en el punto *E*; se dibujan con una línea delgada y gruesa para indicar que son de diferente material. La diferencia de potencial entre *C* y *D* depende de la temperatura de la llamada *unión fría*, *E*. Un aumento de temperatura produce un incremento de voltaje y esto representa una ventaja del termopar. El elemento calefactor, *AB*, que está en contacto mecánico con la unión de los dos metales en el punto *E*, forma parte del circuito en el cual se mide la corriente. *AEB* se conoce como *unión caliente*. La energía calorífica generada por la corriente en el elemento calefactor aumenta la temperatura de la unión fría e incrementa el voltaje generado a través de las terminales *C* y *D*. Esta diferencia de potencial origina una corriente de cd por el instrumento indicador del PMMC. El calor generado por la corriente es directamente proporcional a su cuadrado (I^2R) y el aumento de temperatura (y así mismo la generación de voltaje de cd) es proporcional al cuadrado de la corriente rms. Por lo tanto, la deflexión del instrumento indicador seguirá una relación de ley cuadrática, causando que las marcas estén muy juntas en el extremo inferior de la escala y más espaciadas en el extremo superior. El arreglo de la figura 4-33 no tiene compensación para cambios de temperatura ambiente.

El *termoelemento compensado* mostrado en la figura 4-34 produce un voltaje termoeléctrico en el termopar *CED*, el cual es directamente proporcional a la corriente a través del circuito *AB*. Como el voltaje generado en el termopar es una función de la diferencia de temperatura entre las uniones fría y caliente, esta diferencia de temperatura debe ser producida únicamente por la corriente que se está midiendo. Por lo tanto, para medidas exactas, los puntos *C* y *D* deben estar a la temperatura media de los puntos *A* y *B*. Eso se logra uniendo los extremos *C* y *D* en el centro de tiras separadas de cobre, cuyos extremos están en contacto térmico con *A* y *B*, pero aislados eléctricamente de ellos.

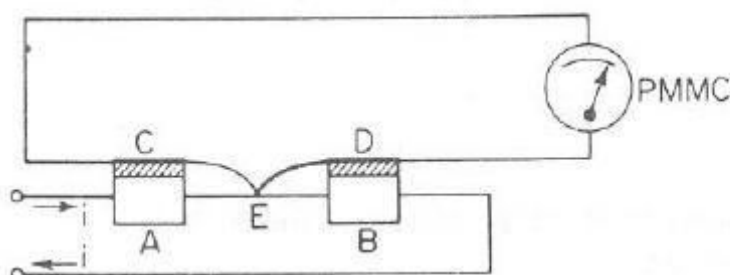


Figura 4-34. Termopar compensado para medir el termovoltaje producido por una sola corriente *i*. Las terminales del termopar *C* y *D* están en contacto con las terminales calefactoras *A* y *B*, pero son aisladas eléctricamente de ellas.

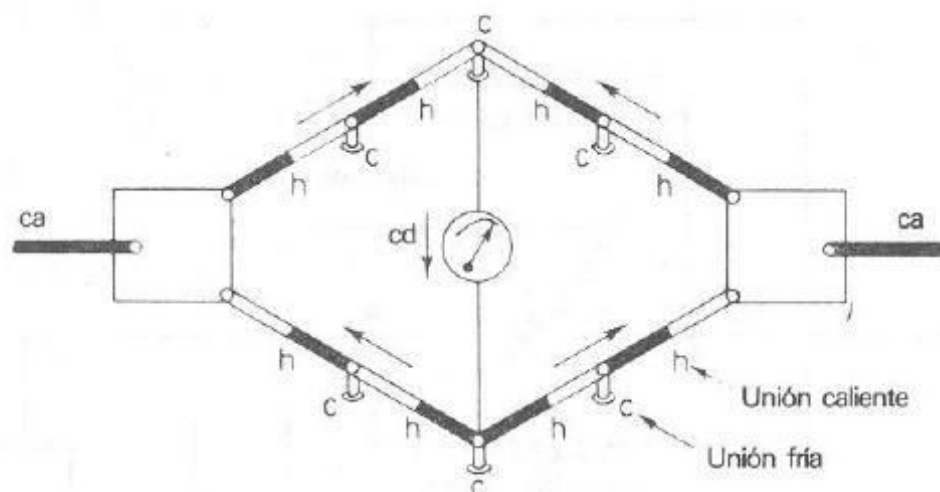


Figura 4-35. Instrumento de termopar tipo puente.

Hay instrumentos termoelectrónicos autónomos del tipo compensado en el rango de 0.5-20 A. También se fabrican para rangos de mayores corrientes, pero en este caso el elemento calefactor es externo al indicador. Por lo general, los termoelementos para rangos de corrientes mayores a 60 A cuentan con aletas aéreas de refrigeración.

La medición de corrientes en rangos bajos, de aproximadamente 0.1-0.75 A, requiere un *termoelemento tipo puente* mostrado en la figura 4-35. Este modelo no integra un calefactor separado; la corriente por medir pasa directamente a través del termopar y aumenta de temperatura en proporción a IR . Las uniones frías (marcadas *c*) están en las aletas integradas a la estructura aislante; las uniones calientes (marcadas *h*), en los empalmes a la mitad de las aletas. El arreglo de termopares se ilustra en la figura 4-35, y el voltaje térmico resultante genera una diferencia de potencial de *cd* a través del instrumento indicador. Ya que los brazos del puente tienen resistencias iguales, el voltaje de *ca* a través del medidor es 0 V y no circula a través de él. El empleo de varios termopares en serie generan un voltaje de salida y una deflexión mayores de lo que es posible con un elemento, lo que resulta en un instrumento con mejor sensibilidad.

Los termoinstrumentos pueden ser modificados a voltímetros mediante termopares de baja corriente y resistencias de precisión en serie. Los voltímetros de termopar se consiguen en escalas hasta de 500 V y sensibilidades de 100 a 500 Ω/V .

La mayor ventaja de un instrumento de termopar es su exactitud la cual puede alcanzar hasta 1%, y se pueden medir señales con frecuencias hasta de aproximadamente 50 MHz. Por esta razón, se les clasifica como *instrumento de RF*. Arriba de los 50 MHz, el efecto superficial tiende a forzar la corriente hacia la superficie externa del conductor. Esto incrementa la resistencia efectiva del alambre calefactor y reduce la exactitud del instrumento. Para pequeñas corrientes (hasta 3 A), el alambre calefactor es sólido y muy delgado. Arriba de 3 A el elemento calefactor tiene un diseño tubular para reducir errores debidos al efecto superficial.

4-13 ELECTRODINAMOMETROS EN MEDICIONES DE POTENCIA

El movimiento electrodinamómetro se utiliza frecuentemente en las mediciones de potencia. Sirve para indicar tanto la potencia de *cd* como de *ca* para cualquier onda de voltaje y corriente; esto es, no se reduce a ondas senoidales. Como se describió en

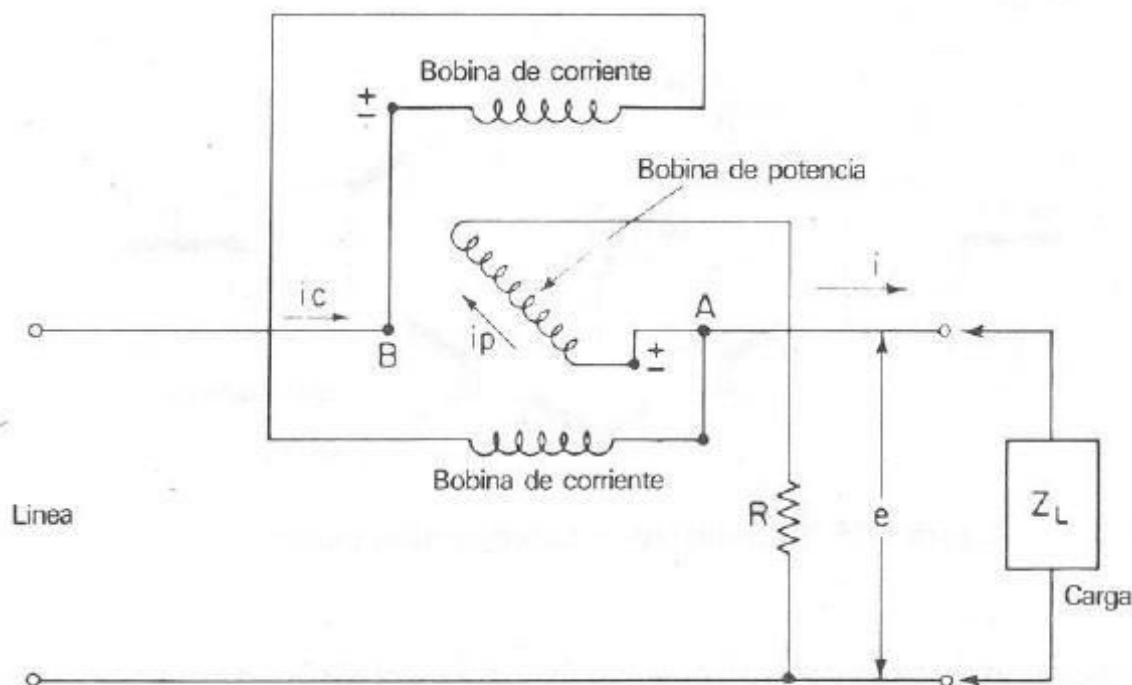


Figura 4-36. Diagrama esquemático de un wattímetro electrodinamómetro conectado para medir la potencia en una carga monofásica.

la sección 4-11.1, el electrodinamómetro utilizado como voltímetro o amperímetro tiene las bobinas fijas y la móvil conectada en serie, de esta forma reaccionan al efecto de la corriente al cuadrado. Cuando se utilizan como *medidor de potencia monofásica*, las bobinas están conectadas en diferente forma (figura 4-36).

Las bobinas fijas, o *bobina de campo*, que aparecen aquí como dos elementos separados, están conectadas en serie y llevan una corriente de línea total (i_c). La bobina móvil, colocada en el campo magnético de las bobinas fijas, está conectada en serie con una resistancia limitadora de corriente a través de la línea de potencia, en la cual circula una pequeña corriente (i_p). El valor instantáneo de la corriente en la bobina móvil es $i_p = e/R_p$, donde e es el voltaje instantáneo a través de la línea de potencia y R_p es la resistancia total de la bobina móvil y su resistancia en serie. La deflexión de la bobina móvil es proporcional al producto de estas dos corrientes i_c e i_p ; se puede escribir para una deflexión promedio sobre un periodo:

$$\theta_{av} = K \frac{1}{T} \int_0^T i_c i_p dt \quad (4-28)$$

donde θ_{av} = deflexión angular promedio de la bobina

K = constante del instrumento

i_c = corriente instantánea en las bobinas de campo

i_p = corriente instantánea en la bobina de potencial

Considerando por el momento, que i_c es igual a la corriente de carga, i (en realidad $i_c = i_p + i$) y con el valor $i_p = e/R_p$, la ecuación 4-28 se reduce a

$$\theta_{av} = K \frac{1}{T} \int_0^T i \frac{e}{R_p} dt = K_2 \frac{1}{T} \int_0^T ei dt \quad (4-29)$$

Por definición, la potencia promedio de un circuito es

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T ei \, dt \quad (4-30)$$

lo cual indica que el movimiento del electrodinamómetro, conectado en la configuración de la figura 4-36, tiene una deflexión proporcional a la potencia promedio. Si e u i son cantidades variables senoidales de la forma $e = E_m \sin \omega t$ e $i = I_m \sin (\omega t \pm \theta)$, la ecuación 4-29 se reduce a

$$\theta_{av} = K_3 EI \cos \theta \quad (4-31)$$

donde E e I representan los valores rms del voltaje y corriente, y θ el ángulo de fase entre el voltaje y la corriente. Las ecuaciones (4-29) y (4-30) muestran que el electrodinamómetro indica la potencia promedio entregada a la carga.

Los wattímetros tienen una terminal de voltaje y una terminal de corriente marcadas “±”. Cuando la terminal de corriente marcada se conecta a la línea de entrada y la terminal de voltaje marcada se conecta en el lado de la línea en donde la bobina de corriente se conecta, la aguja del medidor se moverá en sentido directo cuando la energía se conecta a la carga. Si por cualquier razón (como en el método de dos wattímetros para la medición de potencia trifásica), el medidor marcara hacia atrás, se deben invertir las conexiones de *corriente* (no las de voltaje).

El wattímetro electrodinamómetro consume determinada energía para el mantenimiento de su campo magnético; pero por lo general es muy pequeña en comparación con la potencia de la carga y se puede despreciar. Si se requiere la lectura correcta de la potencia de la carga, la corriente de la bobina debe conducir exactamente la corriente de carga y la bobina de potencia se debe conectar a través de las terminales de carga. Con la bobina de potencial conectada al punto *A* de la figura 4-36, el voltaje de carga es medido correctamente, pero la corriente a través de las bobinas de campo es mayor por una cantidad i_p . El wattímetro por lo tanto da una lectura mayor por la cantidad de potencia perdida en el circuito de potencial. Sin embargo, si la bobina de potencial se conecta al punto *B* de la figura 4-38, la bobina de campo mide la corriente de carga correcta, pero el voltaje a través de la bobina de potencial es mayor por la cantidad que cae en la bobina de campo. El wattímetro de nuevo dará una lectura mayor, pero ahora por la cantidad de $I^2 R$ perdida en los devanados del campo. La elección de la conexión correcta depende del caso. En términos generales, la conexión de la bobina de potencial al punto *A* es conveniente cuando se tienen cargas de alta corriente y bajo voltaje; la conexión en el punto *B* se utiliza en cargas de baja corriente y alto voltaje.

La dificultad de colocar la conexión de la bobina de potencial se supera en el wattímetro *compensado* mostrado esquemáticamente en la figura 4-37. La bobina de corriente consiste en dos devanados, cada uno con el mismo número de vueltas. Uno está construido con alambre grueso y conduce la corriente de carga, más la corriente de la bobina de potencial. El otro devanado se construye con alambre delgado y sólo circula la corriente de la bobina de voltaje. Esta corriente va en dirección opuesta a la corriente en el devanado de alambre grueso, con lo que su flujo se opone al flujo principal. El efecto de i_p se cancela y el wattímetro indica la potencia correcta.

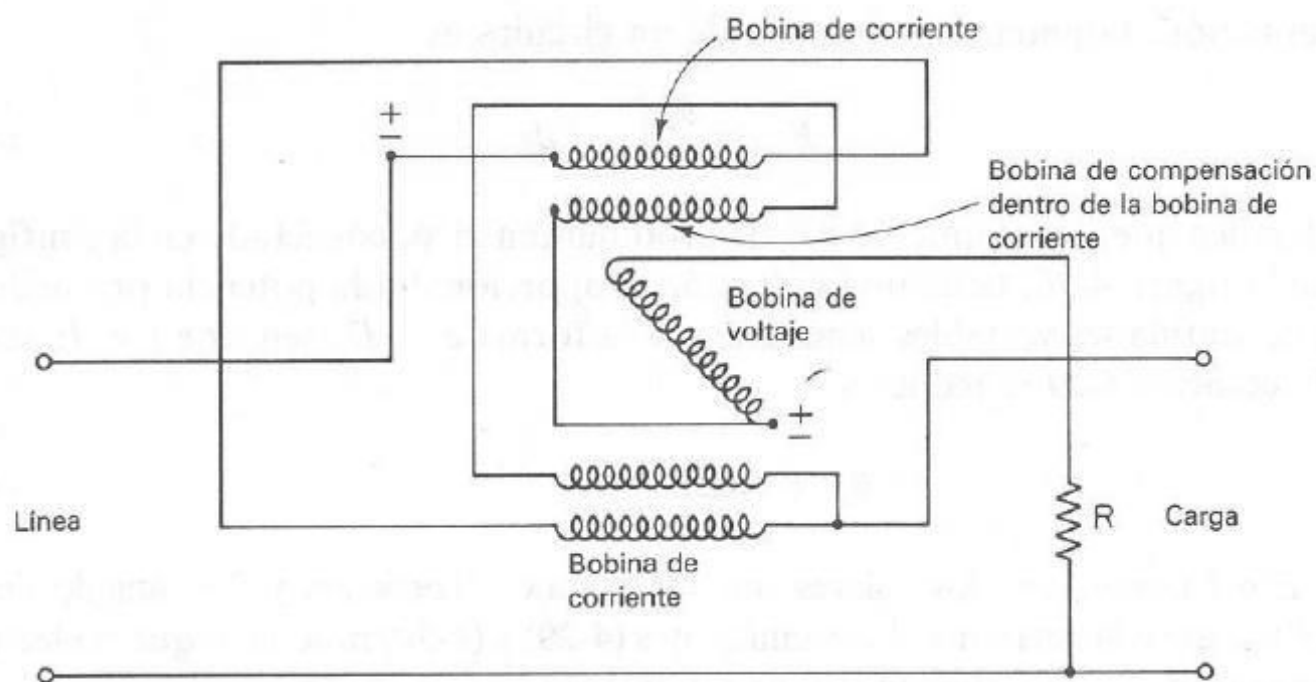


Figura 4-37. Diagrama de un wattímetro compensado en el cual el efecto de la corriente en la bobina de potencial es cancelado por la corriente en el devanado de compensación.

I-14 WATTHORIMETRO

El wathhorímetro no suele hallarse en los laboratorios, pero se utiliza generalmente en la medición comercial de energía eléctrica. Es evidente que en cualquier lugar una compañía de electricidad suministra esta energía a los consumidores industriales o domésticos. En la figura 4-38 se muestran los elementos principales de un wathhorímetro monofásico.

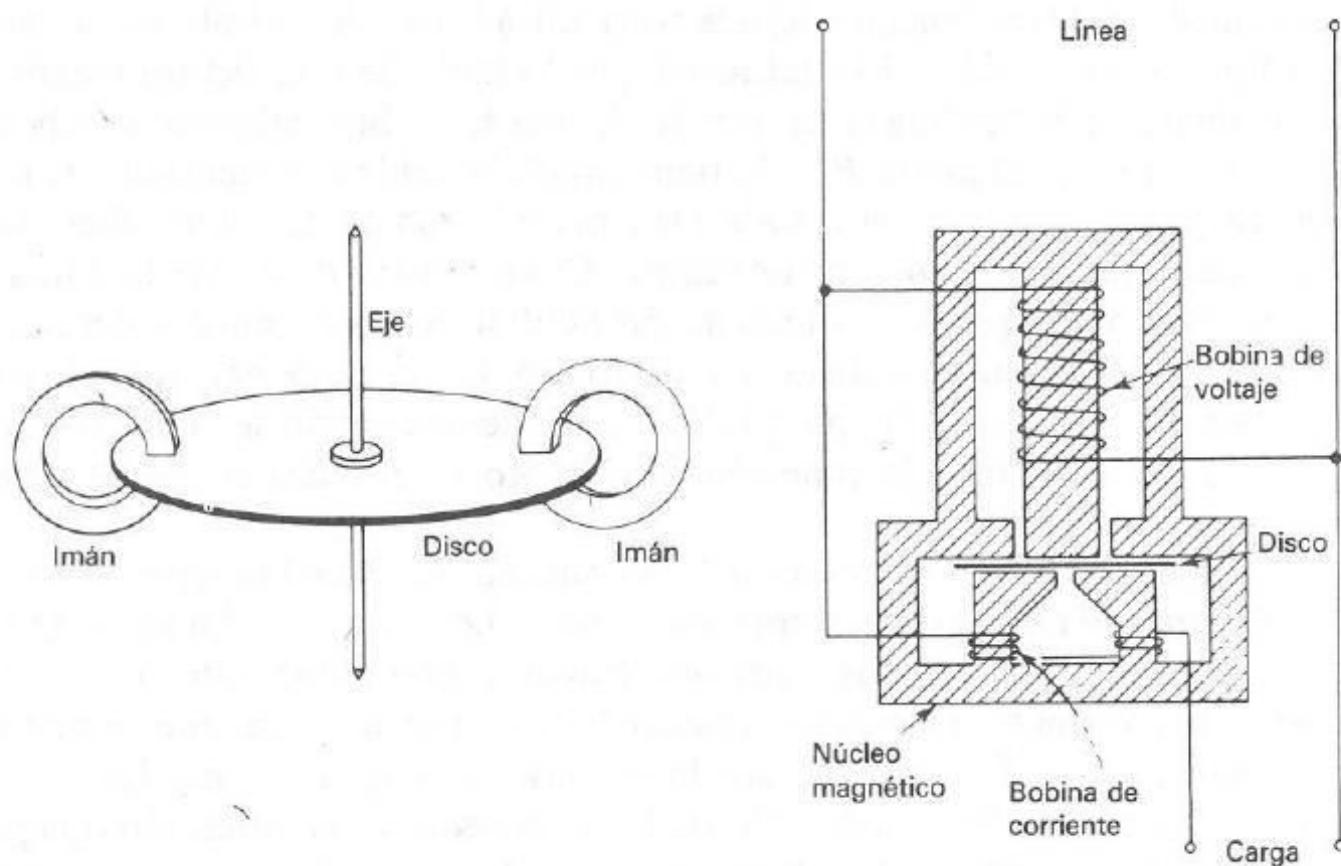


Figura 4-38. Elementos de un medidor watt-hora monofásico.

La bobina de corriente se conecta en serie con la línea, y la bobina de voltaje se conecta a través de la línea. Ambas bobinas son devanadas en un marco metálico de diseño especial, con lo que se tienen dos circuitos magnéticos. Un disco de aluminio ligero se suspende en el entrehierro del campo de la bobina de corriente, el cual produce corrientes inducidas que circulan en el disco. La reacción de las corrientes inducidas y el campo de la bobina de voltaje crea un par (acción de motor) en el disco, haciendo que éste gire. El par desarrollado es proporcional a la intensidad de campo de la bobina de voltaje y a las corrientes inducidas en el disco, las cuales son funciones de la intensidad de campo de la bobina de corriente. El número de vueltas del disco es proporcional a la energía consumida por la carga en un determinado tiempo y se mide en términos de kilowatts-hora (kWh). El eje que soporta al disco de aluminio se conecta por medio de un arreglo de engranes a un mecanismo de relojería situado junto a la carátula del medidor; esto proporciona una lectura calibrada en forma decimal del número de kWh.

Dos pequeños imanes permanentes proporcionan el amortiguamiento del disco. Se localizan en forma opuesta en el borde del disco. Cuando el disco gira, dichos imanes inducen corrientes. Esas corrientes inducidas por los campos magnéticos de los pequeños imanes permanentes amortiguan el movimiento del disco. Un wathorímetro monofásico típico se presenta en la figura 4-39.

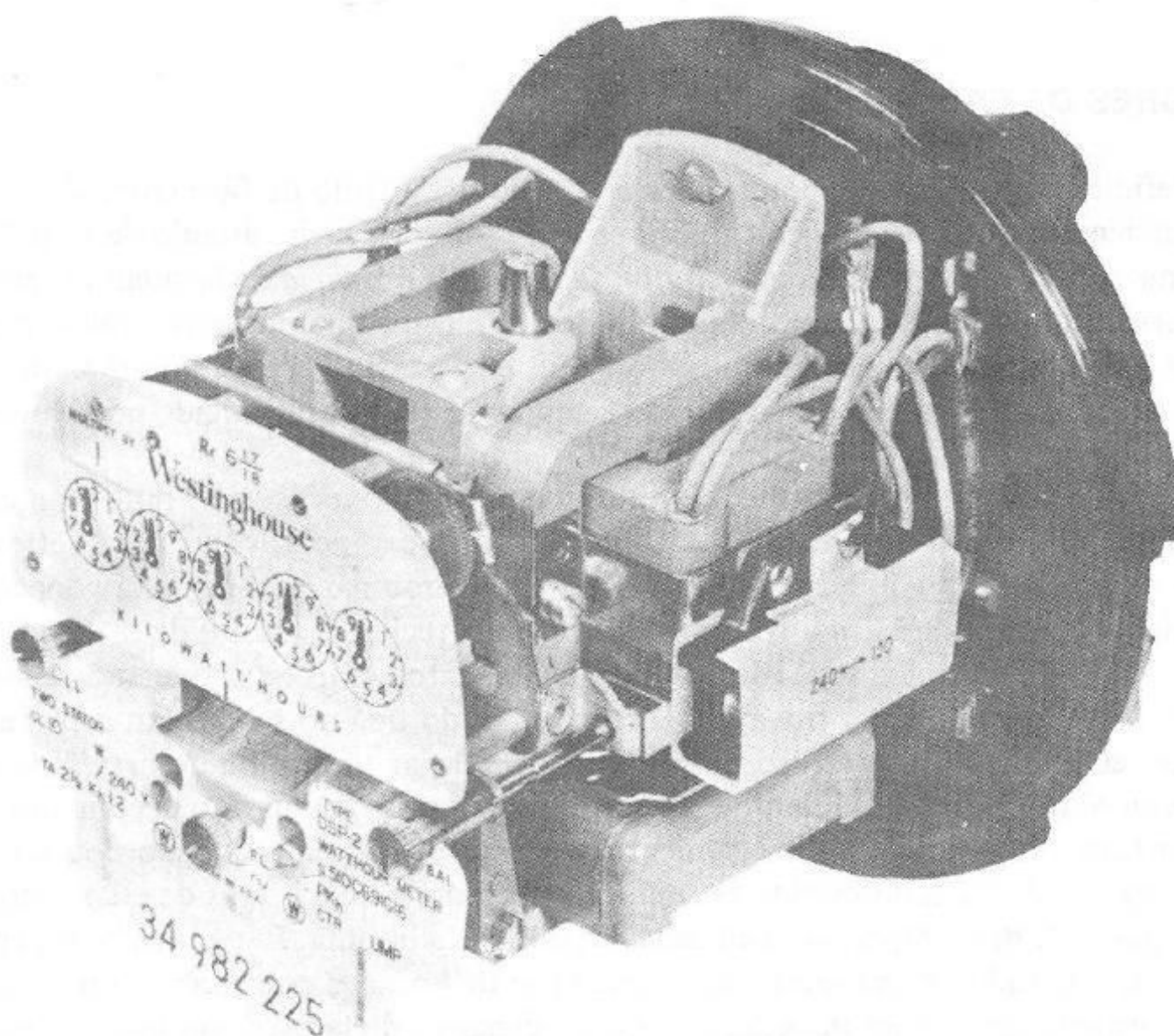


Figura 4-39. Medidor watt-hora para uso industrial o doméstico.
(Cortesía de Westinghouse Electric Corporation.)

La calibración de un wathhorímetro se realiza en condiciones de plena carga y al 10% del régimen de carga. A plena carga, la calibración consiste en ajustar la posición de los pequeños imanes permanentes hasta que el medidor dé lecturas correctas. Con cargas muy ligeras, la componente de voltaje del campo produce un par que no es directamente proporcional a la carga. La compensación del error se efectúa insertando una bobina auxiliar de arranque o un plato sobre una porción de la bobina de voltaje, con el medidor operando al 10% del régimen de carga. La calibración del medidor bajo esas dos condiciones proporciona lecturas satisfactorias con las demás cargas.

El wathhorímetro de *eje flotante* utiliza un diseño único para sostener el disco. El eje en rotación tiene un pequeño imán en cada extremo. El imán superior es atraído por otro imán en el rodamiento superior; el imán inferior del eje es atraído por otro en el rodamiento inferior. De esta forma el movimiento flota sin tocar ninguna superficie de los rodamientos, y el único contacto con el movimiento es la conexión del eje con el tren de engranes del mecanismo reloj que indicará la medición.

Las mediciones de energía en sistemas trifásicos se realizan con wathhorímetros polifásicos. Cada fase del medidor tiene un circuito magnético y su propio disco, pero todos los discos están montados en un eje común. El par desarrollado en cada disco se suma mecánicamente y el número total de revoluciones por minuto del eje es proporcional a la energía trifásica consumida.

4-15 MEDIDORES DE FACTOR DE POTENCIA

Por definición, el factor de potencia es el coseno del ángulo de fase entre el voltaje y la corriente; por lo que la medición se realiza a partir de dicho ángulo de fase. Esto se demuestra en la operación del *medidor de factor de potencia de bobinas cruzadas*. El instrumento es básicamente un movimiento de electrodinamómetro, donde el elemento móvil consiste en dos bobinas montadas en el mismo eje, pero con un ángulo recto entre ellas. La bobina móvil gira en el campo magnético producido por la bobina de campo que conduce la corriente de la línea.

Las conexiones para este medidor en un circuito monofásico se muestran en el diagrama del circuito de la figura 4-40. La bobina de campo se conecta en serie con la línea y conduce la corriente de línea. Una de las bobinas móviles está conectada en serie con una *resistencia* a través de las líneas y recibe corriente de la diferencia de potencial aplicado. La segunda bobina del elemento móvil está conectada en serie con un *inductor* también a través de las líneas. Dado que no se utilizan resortes de control, el balance del elemento móvil depende del par resultante desarrollado por las dos bobinas cruzadas. Cuando el elemento móvil está balanceado la contribución del par total de cada uno de los elementos debe ser igual pero de signo opuesto. El par desarrollado en cada bobina es función de la corriente a través de ellas y por lo tanto, depende de la impedancia en cada circuito de la bobina. El par también es proporcional a la inductancia mutua entre cada par de bobinas cruzadas y la bobina de campo estacionaria. Esta impedancia mutua depende de la posición angular de los elementos de las bobinas cruzadas respecto a la posición de la bobina de campo estacionario. Se puede demostrar que cuando el elemento móvil está equilibrado, su des-

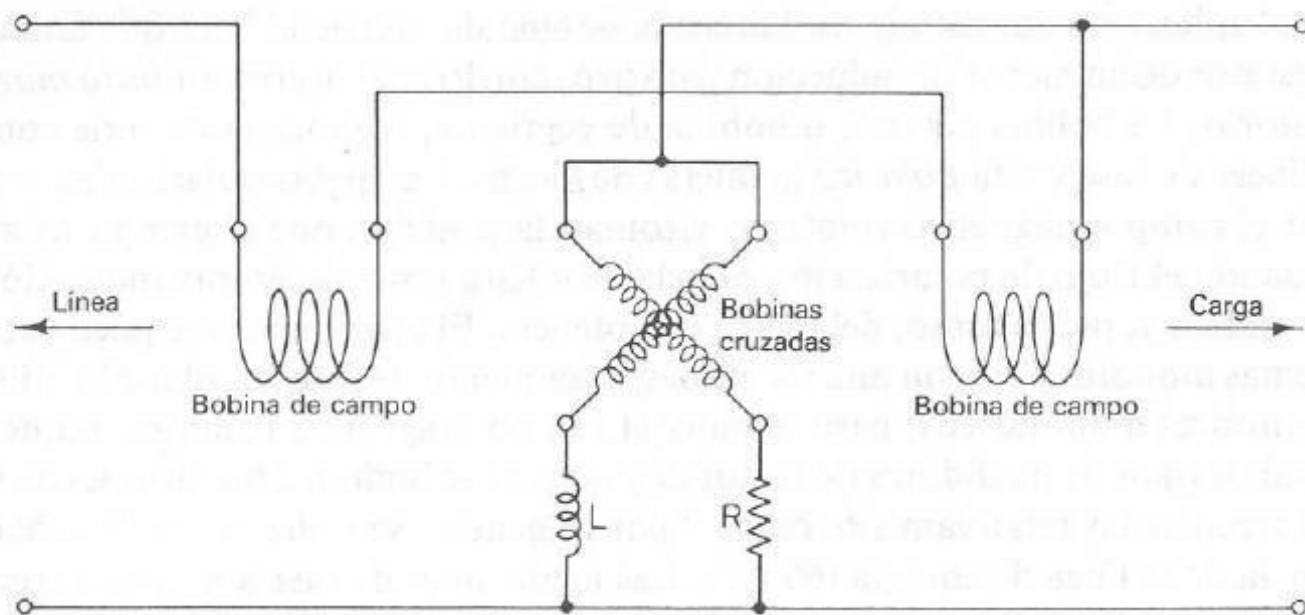


Figura 4-40. Conexiones de un medidor de factor de potencia monofásico de bobinas cruzadas.

plazamiento angular es una función del ángulo de fase entre la corriente de línea (bobina de campo) y el voltaje de línea (bobinas cruzadas). La indicación de la aguja, la cual está unida al elemento móvil, se calibra en términos del ángulo de fase o del factor de potencia.

La construcción del *medidor de factor de potencia de aleta polarizada* se muestra en la figura 4-41. Este instrumento es utilizado en sistemas de energía trifásica, ya que su principio de operación depende de la aplicación de voltajes trifásicos. La bobina exterior es la bobina de potencial, la cual está conectada a la línea trifásica del sis-

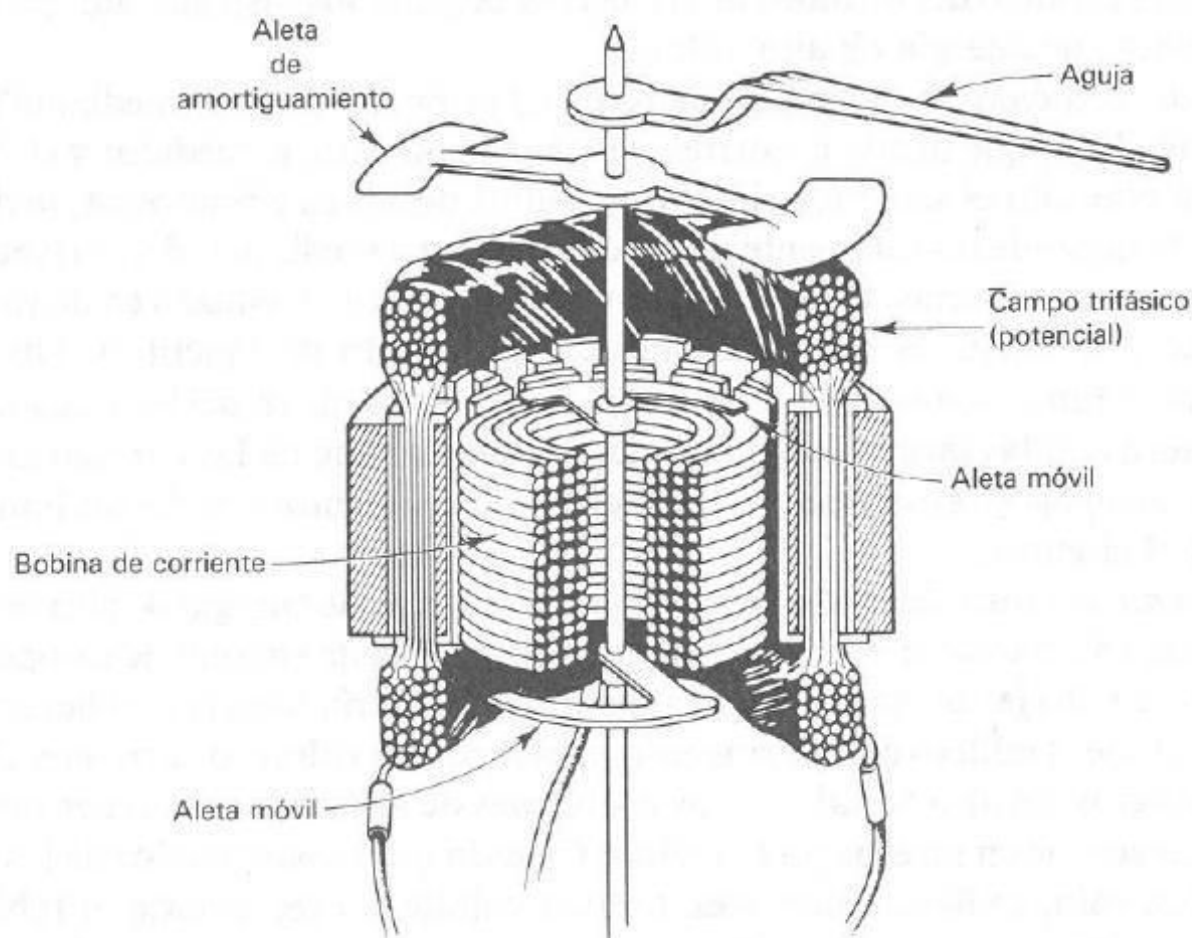


Figura 4-41. Medidor de factor de potencia tipo aleta polarizada.

tema. La aplicación del voltaje trifásico a la bobina de potencial hace que ésta actúe como estator de un motor de inducción trifásico, con lo cual se crea un *flujo magnético rotatorio*. La bobina central, o bobina de corriente, se conecta en serie con una de las líneas de fase y ésta *polariza* las aletas de hierro. Las aletas polarizadas se mueven por el campo magnético rotatorio y toman la posición que el campo rotatorio tiene cuando el flujo de polarización es máximo. Esta posición es una indicación del ángulo de fase y, por lo tanto, del factor de potencia. El instrumento se puede utilizar en sistemas monofásicos, con una red de desplazamiento de fase (similar a la utilizada en los motores monofásicos) para obtener el campo magnético rotatorio requerido.

Ambos tipos de medidores de factor de potencia se limitan a mediciones de señales con frecuencias relativamente bajas y por lo general se utilizan con la señal a la frecuencia de la línea de energía (60 Hz). Las mediciones de fase a mayores frecuencias suelen ser más exactas y mejor realizadas cuando se emplean técnicas o instrumentos electrónicos especiales.

4-16 INSTRUMENTOS TRANSFORMADORES

Los transformadores de instrumentos se aplican a la medición de ca en plantas generadoras, subestaciones y líneas de transmisión, junto con los instrumentos de medición de ca (voltímetros, amperímetros, wattímetros, VARímetros, etc.). Los transformadores de instrumentos se clasifican según su aplicación y se denominan *transformadores de corriente* (CT) y *transformadores de potencial* (PT).

Estos dispositivos realizan dos funciones importantes: una es la de ampliar el *rango de medición* de un instrumento de medición de ca, tanto como el derivador o el multiplicador aumenta el rango del medidor de cd; la otra es *aislar* los instrumentos de medición de las líneas de energía de alto voltaje.

El *rango de medición* de un amperímetro de cd se puede ampliar mediante una resistencia derivadora, que divida la corriente de medición entre el medidor y el derivador. Este método sólo es satisfactorio para circuitos de cd; en circuitos ca, la división de corriente depende no solamente de la resistencia del medidor y del derivador, sino también de sus reactancias. Dado que las mediciones de ca se realizan en un rango muy amplio de frecuencia, es difícil obtener un alto grado de exactitud. Un CT permite ampliar al rango requerido mediante su razón de transformación; o se puede decir que produce casi las mismas lecturas independientemente de las constantes del instrumento (reactancia y resistencia) o el número de instrumentos (en ciertos límites) conectados en el circuito.

El *aislamiento* del instrumento de medición de las líneas de energía de alto voltaje es importante, sobre todo si se considera que los sistemas de energía de ca operan frecuentemente a voltajes de varios cientos de kilovolts. Sería impráctico llevar las líneas de alto voltaje al tablero del instrumento para medir su voltaje o corriente. Esto se debe a los peligros del alto voltaje y a los problemas de aislamiento al tener juntas las líneas de alto voltaje en un espacio reducido. Cuando un transformador de instrumentos se utiliza solo, se llevan alambres de bajo voltaje del secundario al tablero del instrumento y únicamente existen bajos voltajes entre ellos y la tierra; por lo tanto, se minimizan los peligros y los problemas de aislamiento.

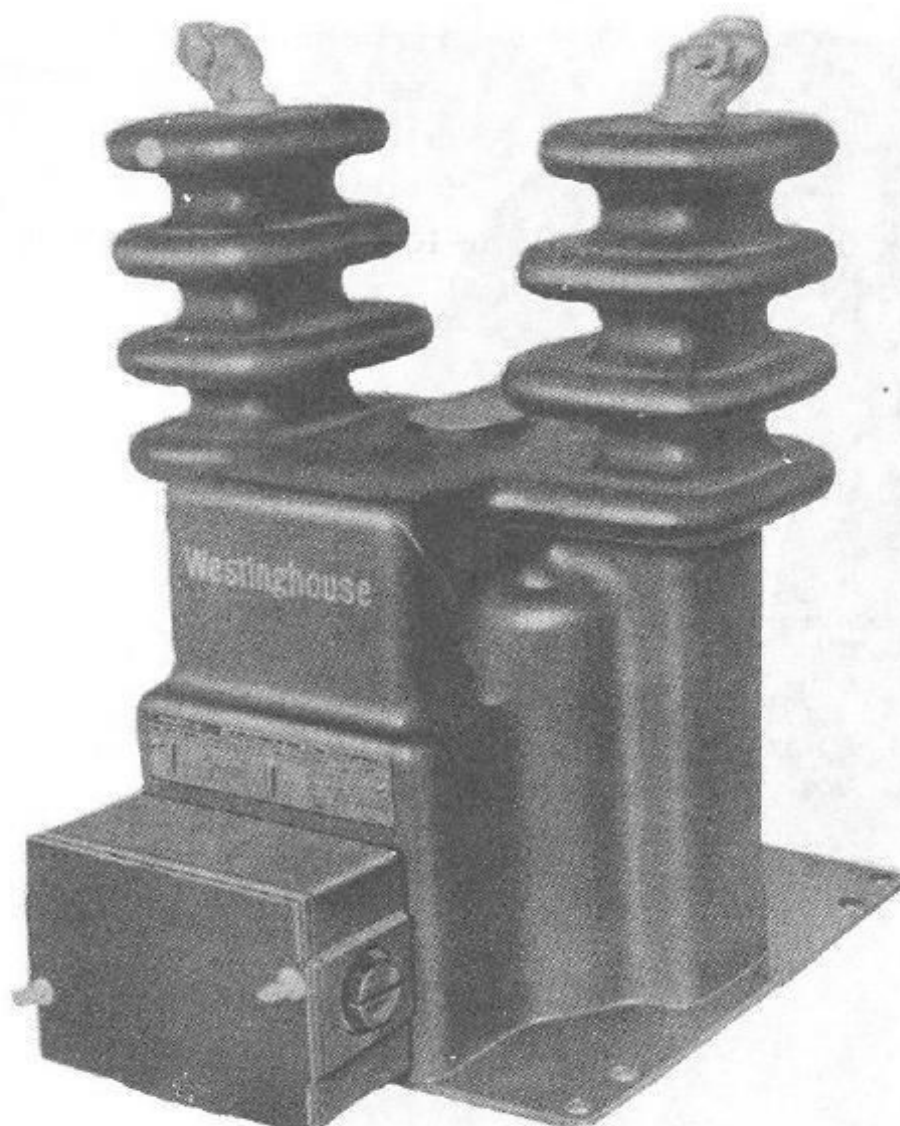


Figura 4-42. Transformador de potencial de alto voltaje. (Cortesía de Westinghouse Electric Corporation.)

Muchos libros de texto exponen en detalle la teoría de operación de transformadores; en este capítulo se describen en forma general y sus usos en diversas aplicaciones de medición.*

La figura 4-42 muestra un *transformador de potencial* y la figura 4-43 un *transformador de corriente*. El *transformador de potencial* (PT) transforma el alto voltaje de una línea de energía en un valor más bajo, adecuado para la conexión directa de un voltímetro de ca o de la bobina de potencial de un wattímetro de ca. El valor de voltaje del secundario del transformador generalmente es de 120 V. Los voltajes del primario son normalizados para medir los voltajes de líneas de transmisión comunes, que incluyen 2 400 V, 4 160 V, 7 200 V, 13.8 kV, 44 kV, 66 kV, 220 kV. El PT se selecciona para que envíe determinada potencia a la carga del secundario. Hay diferentes capacidades de carga con el fin de satisfacer aplicaciones específicas; en general la capacidad es de 200 VA a una frecuencia de 60 Hz.

El PT debe satisfacer ciertos requerimientos de diseño, los cuales incluyen la exactitud de la relación de vueltas, la reactancia de fuga menor, la corriente de magnetiza-

* Para mayor información acerca de máquinas y circuitos de ca consúltense los libros de texto siguientes: Michael Liwshts-Garik and Clyde C. Whipple, *AC Machines*, 2a. ed. (Princeton N.J.: D. Van Nostrand Company, Inc., 1961), capítulos 2-5; Russell M. Kerchner and George F. Corcoran, *Alternating Current Circuits*, 4a. ed. (Nueva York: John Wiley & Sons Inc., 1961), páginas 291-317.

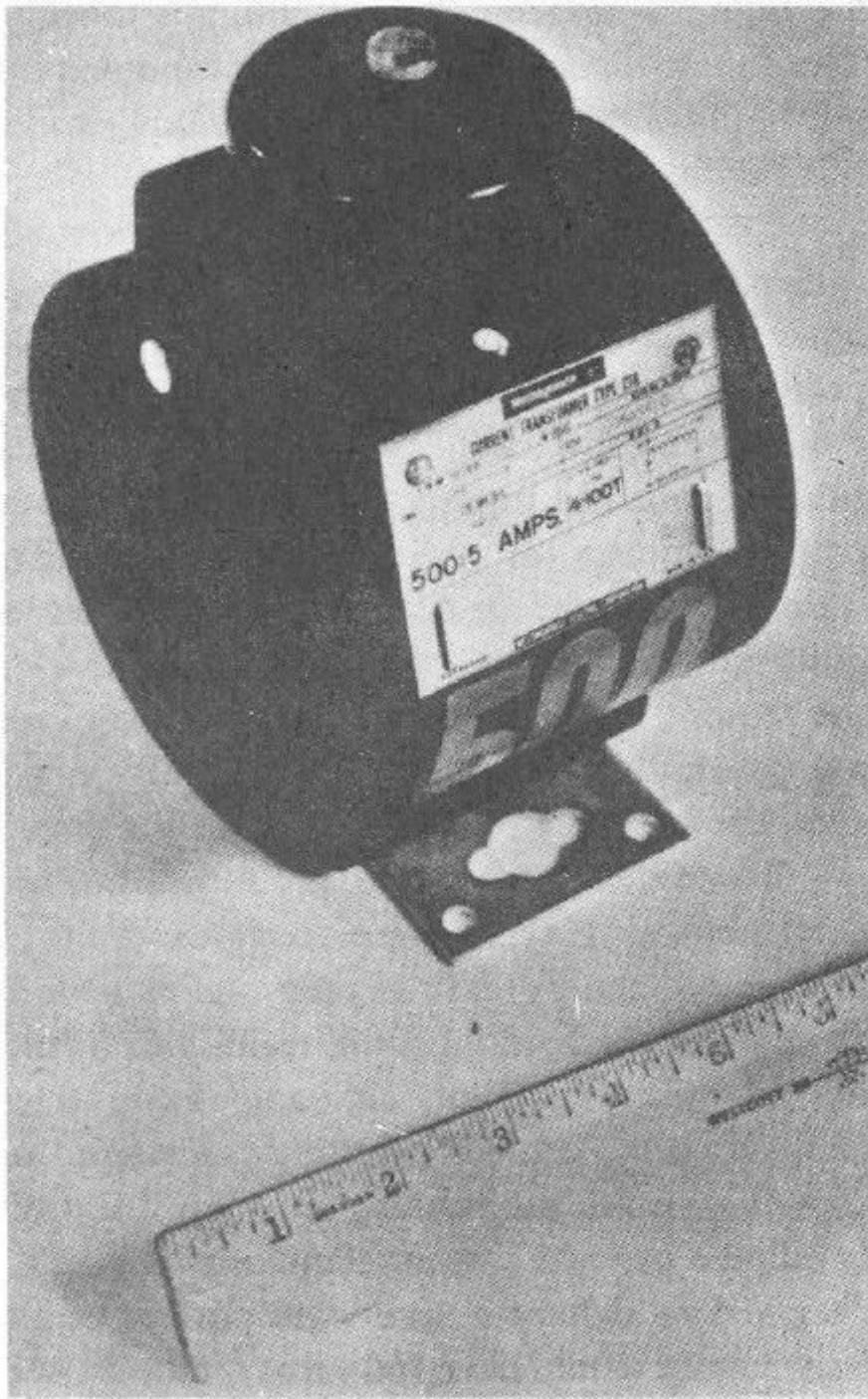


Figura 4-43. Transformador de corriente. (Cortesía de Westinghouse Electric Corporation.)

ción (muy baja) y una caída de voltaje mínima. Además, ya que puede trabajar a muy altos voltajes en el primario, los aislamientos entre los devanados primario y secundario deben soportar grandes diferencias de potencial; por consiguiente, los requerimientos de los dieléctricos son muy altos. En el caso habitual, la bobina de alto voltaje se construye de forma circular y está blindada para evitar esfuerzos dieléctricos localizados. La bobina o bobinas de bajo voltaje están devanadas sobre una forma de papel y ensambladas dentro de la bobina de alto voltaje. El ensamble se seca e impregna de aceite. El ensamble de núcleo y bobina se monta dentro de una caja de acero, el cual soporta las terminales de alto voltaje o bujes de porcelana. La caja se llena con aceite aislante.

Los avances en la industria del hule sintético han introducido el transformador de potencial moldeado en hule, que reemplaza al aceite aislante y a los bujes de porcelana en algunos casos. La figura 4-42 muestra un transformador de potencial de 25 kV moldeado en hule para uso exterior. Esta unidad es menos costosa que el TP convencional lleno de aceite; además, puesto que los bujes se elaboran con hule moldeado, se elimina el peligro de la porcelana quebradiza. Un punto blanco de polaridad

se coloca en uno de los bujes al frente del transformador. Dos terminales del secundario del tipo pasador se colocan dentro de una caja removible. El régimen de potencia de un transformador de potencia se basa en consideraciones diferentes a la capacidad de la carga, debido a las razones ya establecidas. Un régimen de carga típico es de 200 VA a 60 Hz para un transformador que tiene una relación de 2 400/120 V. Para la mayoría de los propósitos de medida, la carga es significativamente menor que 200 VA.

El *transformador de corriente* (CT) siempre tiene devanado secundario y algunas veces primario. Si hay devanado primario, el número de vueltas es pequeño. En la mayoría de los casos, el primario sólo es una vuelta o un simple conductor conectado en serie con la carga cuya corriente se va a medir. El devanado secundario tiene un número grande de vueltas y se conecta a un medidor de corriente o a la bobina de un relevador. A menudo el devanado primario es un solo conductor en forma de una barra gruesa de cobre o latón insertada en el núcleo del transformador. A este CT se le conoce como de *tipo barra*. El devanado secundario del CT se diseña para que dé una corriente de 5 A. Un transformador de corriente del tipo barra de 800/5 A tiene 160 vueltas en su bobina secundaria.

El devanado primario del transformador de corriente se conecta directamente al circuito de carga. Cuando el devanado secundario se pone en circuito abierto, el voltaje desarrollado a través de sus terminales abiertas puede ser muy alto (en razón de los voltajes) y es muy probable que el aislamiento se perfore entre los devanados secundarios. El devanado secundario de un transformador de corriente siempre debe estar en cortocircuito o conectado a un medidor o a una bobina de relevador. Un transformador de corriente *nunca* debe tener el secundario abierto mientras el primario conduzca corriente; se debe conservar *siempre* cerrado a través del medidor de corriente, la bobina del relevador, la bobina de corriente de un wattímetro o simplemente en corto. Una falla en alguna de estas precauciones puede causar serio daño al equipo o al personal de operación.

El transformador de corriente de la figura 4-43 consiste de un núcleo con el devanado secundario sumergido en aislante de hule moldeado. La ventana en el núcleo permite la inserción de una o más vueltas del conductor de alto voltaje que conduce la corriente. Un solo conductor constituye un devanado primario de una vuelta. La relación nominal del transformador se da en su placa; la que indica no su razón de vueltas (puesto que más de una vuelta se puede emplear en el primario) sino indicación de que una corriente de 500 A producirá una corriente secundaria de 5 A cuando la bobina secundaria se conecta a un amperímetro de 5 A. Dentro de límites prácticos, la corriente en el devanado secundario se determina por la corriente de excitación del primario y no por la impedancia del circuito secundario. En virtud de que la corriente del primario está determinada por la carga en el sistema de ca, la corriente del secundario se relaciona con la corriente del primario por el inverso de la razón de vueltas, aproximadamente. Esto es válido dentro de un amplio rango de posibilidades de carga del secundario.

La figura 4-44 indica el empleo de los transformadores de instrumentos de una medición típica. Este diagrama ilustra la conexión de los transformadores de un circuito trifásico, incluye dos wattímetros, dos voltímetros y dos amperímetros. Los transformadores de potencial están conectados a través de las líneas A y B, y C y B; los

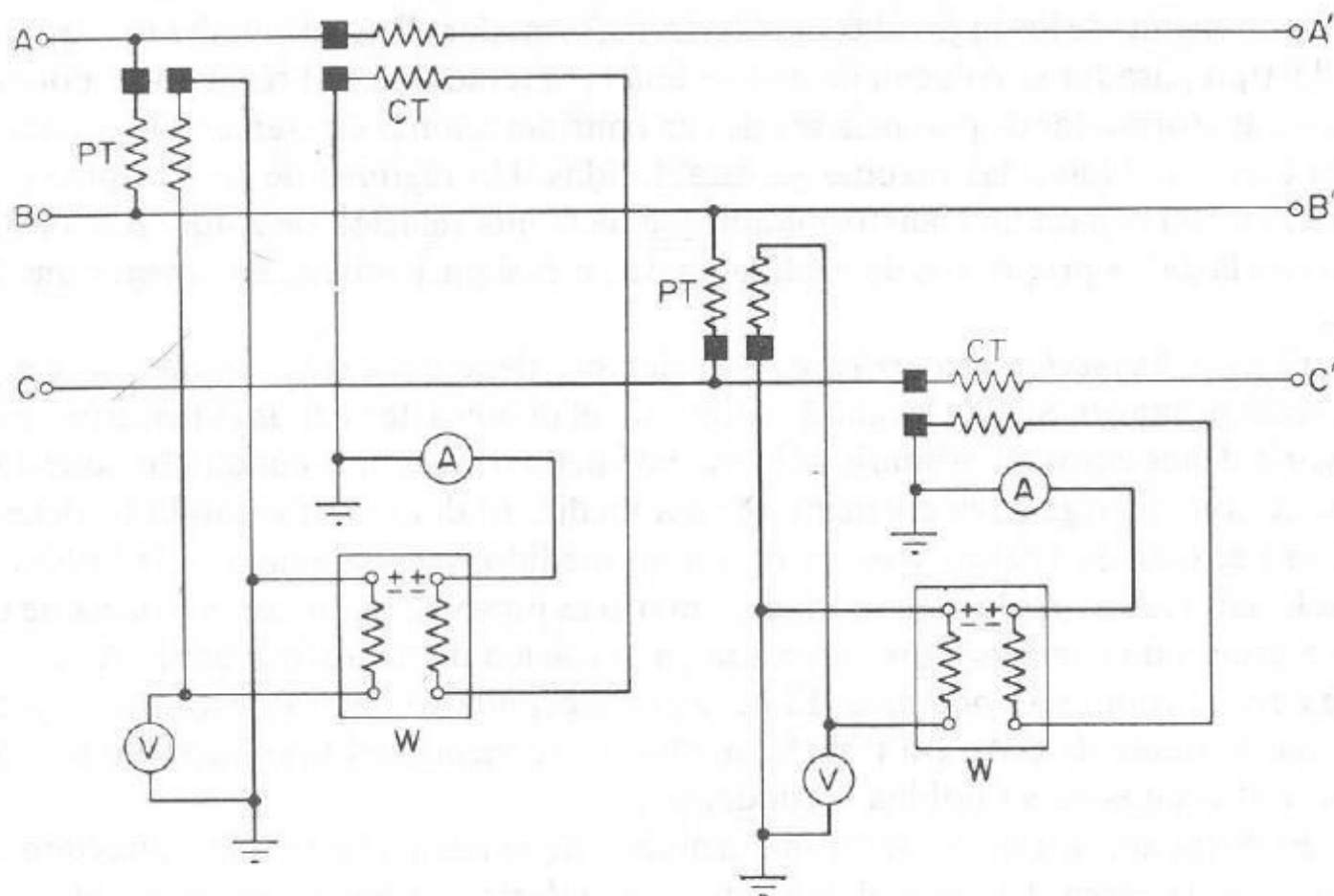


Figura 4-44. Transformadores instrumentales en una medición trifásica. Las marcas de polarización de los transformadores de potencial y corriente se indican con cuadros negros.

transformadores de corriente están en las líneas *A* y *D*. Los devanados secundarios de los transformadores de potencial están conectados a las bobinas de los voltímetros y a las bobinas de potencial de los wattímetros; los secundarios de los transformadores de corriente se conectan a los amperímetros y a las bobinas de corriente de los wattímetros.

Las marcas de polaridad en los transformadores, indicadas por punto en sus terminales, ayudan a efectuar las conexiones correctas de polaridad en los instrumentos de medición. En cualquier instante del ciclo de ca, las terminales marcadas con punto tienen la *misma* polaridad y las terminales marcadas del wattímetro deben estar conectadas a esas puntas del transformador como se muestra en la figura 4-44.

BIBLIOGRAFIA

- 4-1. Bartholomew, Davis, *Electrical Measurements and Instrumentation*, capítulo 5. Boston: Allyn and Bacon, Inc., 1963.
- 4-2. Geczy, Steven, *Basic Electrical Measurements*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1984.
- 4-3. Jackson, Herbert W., *Introduction to Electric Circuits*, 5a edic., capítulo 19. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1981.
- 4-4. Prensky, Sol D., and Castellucis, Richard L., *Electronic Instrumentation*, 3a edic., capítulos 2 y 3. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1982.
- 4-5. Stout, Melville B., *Basic Electrical Measurements*, 2a edic., capítulo 17. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1960.

PROBLEMAS

- 4-1. Determinar el valor de la resistencia necesaria para construir un voltímetro de 0-1 V, si se tiene un medidor de 0-1 mA con una resistencia interna de $125\ \Omega$.
- 4-2. ¿Cuál es el valor de la resistencia de derivación requerida para que un galvanómetro de $50\ \mu\text{A}$ con una resistencia interna de $250\ \Omega$, pueda medir de 0-500 mA?
- 4-3. ¿Qué resistencia en serie se requiere para ampliar la escala de 0-200 V de un medidor con $20\ 000\ \Omega/\text{V}$, a 0-2000 V? ¿Qué régimen de potencia debe tener la resistencia?
- 4-4. ¿Cuál será la lectura de un medidor de $5\ 000\ \Omega/\text{V}$ en la escala de 0-5 V, cuando se conecta al circuito de la figura P4-4?

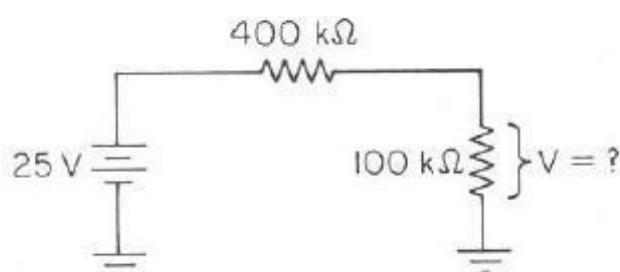


Figura P4-4

- 4-5. Dibújese el diagrama, incluyendo valores, para una derivación de Ayrton para el movimiento de un medidor; que tiene una deflexión a plena escala de 1 mA y una resistencia interna de $500\ \Omega$ para cubrir los rangos de corriente de 10, 50, 100 y 500 mA.
- 4-6. Muchos instrumentos electrónicos de medición de voltaje tienen una resistencia de entrada fija de $1\ \text{M}\Omega$. ¿Cuál ha de ser la posición del selector de rango del multímetro mostrado en las figuras 4-21 y 4-22, que presente una resistencia de entrada mayor que un instrumento electrónico típico para mediciones de cd?
- 4-7. Una resistencia de $50\ \text{k}\Omega$ se mide con el multímetro de las figuras 4-21, 4-22 y 4-25. a) ¿Cuánta potencia se disipa en la resistencia si la escala aplicada es la de $R \times 10\ 000$? b) ¿Cuánta potencia se disipa en la resistencia si la escala empleada es la de $R \times 100$? Considérese que el control de cero está en la posición correcta.
- 4-8. Un ohmiómetro tipo serie, diseñado para operar con una batería de 6 V, tiene un diagrama de circuito como el de la figura 4-19. El galvanómetro tiene una resistencia interna de $2\ 000\ \Omega$ y requiere una corriente de $100\ \mu\text{A}$ para una deflexión a plena escala completa. El valor de R_1 es $49\ \text{k}\Omega$. a) Si el voltaje de la batería ha caído a 5.9 V, calcúlese el valor necesario de R_2 para poner en cero el medidor. b) Según las condiciones mencionadas en el inciso anterior, una resistencia desconocida se conecta al medidor dando una deflexión del medidor del 60%. Calcúlese el valor de la resistencia desconocida.
- 4-9. ¿Qué tan bajo será el voltaje de la batería de una celda de 1.5 V del circuito ohmiómetro del multímetro mostrado en la figura 4-25a, que imposibilite ajustarlo a cero?
- 4-10. ¿Qué es un instrumento de transferencia? ¿Por qué un dinamómetro es un instrumento de transferencia?
- 4-11. ¿Por qué la sensibilidad (ohms por volts) de las escalas de ca de un multímetro es menor que las de cd?
- 4-12. ¿Qué se entiende por error de forma de onda? ¿Cuáles son los medidores de ca más afectados por este tipo de error?
- 4-13. ¿Cuáles son las ventajas de un medidor termopar?
- 4-14. ¿Cuál es el punto de media escala de un medidor de termopar que tiene 10 A a plena escala?
- 4-15. El diagrama del circuito de la figura 4-30 muestra un voltímetro ca tipo rectificador de onda completa. El galvanómetro tiene una resistencia interna de $250\ \Omega$ y necesita 1 mA para deflexionar a plena escala. Cada diodo tiene una resistencia directa de $50\ \Omega$ y una resistencia inversa infinita. Calcúlese a) la resistencia en serie necesaria para la deflexión

a escala completa del medidor cuando se aplican 25 V rms a las terminales de él; b) el régimen ohms por volt de este voltímetro de ca.

- 4-16. Calcúlese la indicación del medidor del problema 4-15 cuando se aplica una onda triangular con valor pico de 20 V a las terminales del medidor.
- 4-17. Si se emplea un electrodinamómetro para medir la potencia con una lectura a escala completa de 100 W, ¿cuál es la lectura a un cuarto de escala?

5

Mediciones con puentes

5-1 INTRODUCCION

Las medidas de precisión de valores de componentes se han hecho por muchos años utilizando diferentes tipos de puentes. El más simple tiene el propósito de medir la resistencia y se llama puente Wheatstone. Existen variaciones del puente Wheatstone para medir resistencias muy altas y muy bajas. Hay una amplia variedad de puentes de ca para medir inductancia, capacitancia, admitancia, conductancia y cualquier parámetro de impedancia. Los puentes de propósito general no se pueden utilizar en cualquier medición. Algunas mediciones especializadas, como la impedancia a altas frecuencias, se pueden efectuar con un puente.

El circuito puente forma la parte principal en algunas mediciones y como interfase de transductores. Por ejemplo, hay puentes totalmente automáticos que determinan electrónicamente la condición nula del puente para hacer mediciones de componentes con precisión. Por tanto, este capítulo se destina a las mediciones con puentes, al concepto de mediciones protegidas y a las mediciones de resistencia de tres terminales.

5-2 PUENTE WHEATSTONE

5-2.1 Operación básica

La figura 5-1 esquematiza un puente Wheatstone. El puente tiene cuatro ramas resistivas, junto con una fuente de fem (una batería) y un detector de cero, generalmente un galvanómetro u otro medidor sensible a la corriente. La corriente a través del galvanómetro depende de la diferencia de potencial entre los puntos *c* y *d*. Se dice que el puente está *balanceado* (o en equilibrio) cuando la diferencia de potencial a través del galvanómetro es 0 V, de forma que no hay paso de corriente a través de él. Esta condición se cumple cuando el voltaje del punto *c* al punto *a* es igual que el voltaje del punto *d* al punto *a*; o bien, tomando como referencia la otra terminal de la batería, cuando el voltaje del punto *c* al punto *b* es igual que el voltaje del punto *d* al punto *b*. Por tanto, el puente está en equilibrio cuando

$$I_1 R_1 = I_2 R_2 \quad (5-1)$$

Si la corriente del galvanómetro es cero, la siguiente condición también se cumple

$$I_1 = I_3 = \frac{E}{R_1 + R_3} \quad (5-2)$$

y

$$I_2 = I_4 = \frac{E}{R_2 + R_4} \quad (5-3)$$

Al combinar las ecuaciones (5-1), (5-2) y (5-3) y simplificarlas se obtiene

$$\frac{R_1}{R_1 + R_3} = \frac{R_2}{R_2 + R_4} \quad (5-4)$$

de la cual

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad (5-5)$$

La ecuación (5-5) es la expresión conocida para el equilibrio del puente Wheatstone. Si tres de las resistencias tienen valores conocidos, la cuarta puede establecerse a partir de la ecuación (5-5). De aquí, si R_4 es la resistencia desconocida, y su valor R_x pue-

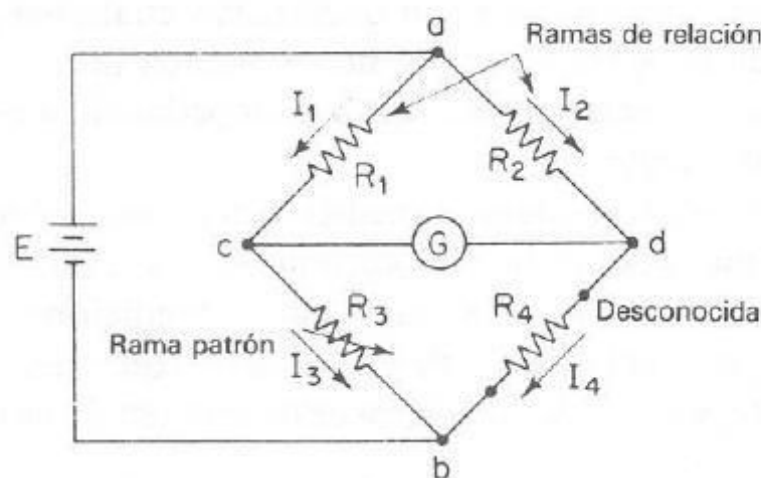


Figura 5-1. Puente empleado para las mediciones de precisión de resistencias en el rango de fracciones de ohms hasta varios megohms. El selector de relación varía las ramas de relación en pasos de décadas. Los otros cuatro selectores de pasos fijan la resistencia de la rama patrón.

de expresarse en términos de las resistencias restantes como sigue:

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_1} \quad (5-6)$$

La resistencia R_3 se denomina *rama patrón* del puente, y las resistencias R_2 y R_1 , se les nombra *ramas de relación*.

La medición de la resistencia desconocida R_x es independiente de las características o de la calibración del galvanómetro detector de cero, puesto que el detector de cero tiene suficiente sensibilidad para indicar la posición de equilibrio del puente con el grado de precisión requerido.

5-2.2 Errores de medición

El puente Wheatstone se emplea ampliamente en las mediciones de precisión de resistencias desde 1Ω hasta varios megaoohms. La principal fuente de errores de medición se encuentra en los errores límites de las tres resistencias conocidas. Otros errores pueden ser los siguientes:

- a) Sensibilidad insuficiente en el detector de cero (véase sección 5-2.3.)
- b) Cambios en la resistencia de las ramas del puente debido a los efectos de calentamiento por la corriente a través de los resistores. El efecto de calentamiento (I^2R) por las corrientes en las ramas del puente puede cambiar la resistencia en cuestión. El aumento de temperatura no sólo afecta la resistencia durante la medición, sino que, las corrientes *excesivas* pueden producir un cambio permanente en el valor de la resistencia. Esto puede obviarse y no ser detectado a tiempo y las mediciones subsecuentes resultar erróneas. La disipación de potencia de las ramas del puente se debe calcular previamente, en particular cuando se van a medir valores de resistencia bajos y la corriente debe ser limitada a un valor seguro.
- c) Las fem térmicas en el circuito del puente o en el circuito del galvanómetro pueden causar problemas cuando se miden resistencias de valor bajo. Para prevenirlas se utilizan los galvanómetros más sensibles que algunas veces tiene bobinas y sistemas de suspensión de cobre para evitar el contacto de metales disímiles y la generación de fem térmicas.
- d) Los errores debidos a la resistencia de los contactos y terminales exteriores al circuito puente intervienen en la medición de valores de resistencia muy bajos. Estos errores se pueden reducir mediante el uso de un puente Kelvin (véase sección 5-3).

5-2.3 Circuito equivalente Thévenin

Para saber si el galvanómetro tiene *sensibilidad* para detectar el estado de desequilibrio, es necesario calcular la corriente en el detector. Diferentes galvanómetros además de tener diferentes corrientes por unidad de deflexión (sensibilidad de corriente) también pueden tener una resistencia interna diferente. Es imposible afirmar, sin un cál-

culo previo, cuál galvanómetro será más sensible en el circuito puente para la condición de desequilibrio. Esta sensibilidad se calcula “analizando” el circuito puente para un *pequeño* desequilibrio. La solución se obtiene al determinar el equivalente Thévenin del puente Wheatstone de la figura 5-1.

Puesto que el parámetro de interés es la corriente a través del galvanómetro, el circuito equivalente Thévenin se determina a partir de las terminales del galvanómetro *c* y *d* en la figura 5.1. Se deben realizar dos pasos para encontrar el equivalente de Thévenin: 1) encontrar el *voltaje equivalente* que se presenta en las terminales *c* y *d* cuando se desconecta el galvanómetro del circuito; 2) determinar la *resistencia equivalente* a las terminales *c* y *d*, con la batería reemplazada por su resistencia interna. Por conveniencia, el circuito de la figura 5-1*b* se dibuja de nuevo en la figura 5-2*a*.

El voltaje de Thévenin o de circuito abierto, lo vemos refiriéndonos a la figura 5-2*a* y se encuentra que

$$E_{cd} = E_{ac} - E_{ad} = I_1 R_1 - I_2 R_2$$

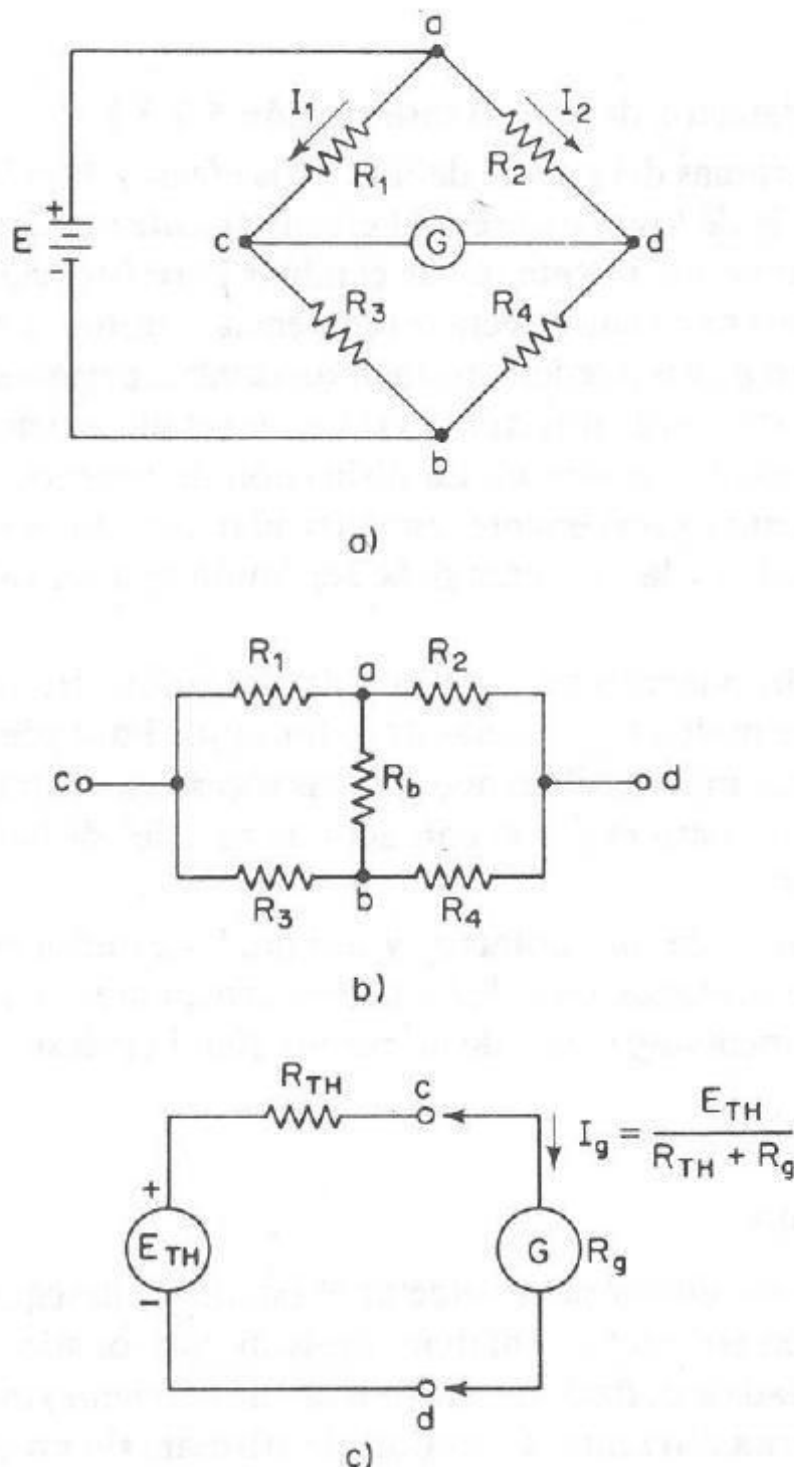


Figura 5-2. Aplicación del teorema de Thévenin al puente Wheatstone. a) Configuración del puente Wheatstone. b) Resistencia de Thévenin desde las terminales *c* y *d*. c) Circuito Thévenin completo, con el galvanómetro conectado a las terminales *c* y *d*.

donde

$$I_1 = \frac{E}{R_1 + R_3} \quad \text{y} \quad I_2 = \frac{E}{R_2 + R_4}$$

por consiguiente

$$E_{cd} = E \left(\frac{R_1}{R_1 + R_3} - \frac{R_2}{R_2 + R_4} \right) \quad (5-7)$$

Esto es el voltaje del generador Thévenin.

La resistencia del circuito equivalente Thévenin se encuentra observando hacia las terminales c y d y reemplazando la batería por su resistencia interna. El circuito 5-2b representa la resistencia Thévenin. Nótese que la resistencia interna de la batería, R_b , se incluye en la figura 5-2b. Para convertir este circuito a una forma más conveniente se requiere el uso de la *transformación delta-estrella*. Los lectores interesados en este acercamiento deben consultar obras sobre el análisis de estos circuitos, de donde este teorema se deriva y cómo se aplica.* En la mayoría de los casos dado que la resistencia interna de la batería es muy baja, se puede despreciar lo cual simplifica el circuito de la figura 5-2a para su equivalente Thévenin.

En relación con la figura 5-2b, se observa que entre los puntos a y b existe un cortocircuito cuando la resistencia interna de la batería es 0Ω . La resistencia de Thévenin, en las terminales c y d , es

$$R_{TH} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \quad (5-8)$$

El equivalente de Thévenin del circuito del puente Wheatstone se reduce a un generador Thévenin con una fem descrita por la ecuación (5-7) y una resistencia interna dada por la (5-8). Esto se muestra en el circuito de la figura 5-2c.

Cuando el detector de cero se conecta en las terminales de salida del circuito equivalente Thévenin, la corriente del galvanómetro es

$$I_g = \frac{E_{TH}}{R_{TH} + R_g} \quad (5-9)$$

donde I_g es la corriente del galvanómetro y R_g su resistencia.

EJEMPLO 5-1

La figura 5-3a ilustra un diagrama esquemático del puente Wheatstone con los valores de cada uno de los elementos del puente. El voltaje de la batería es 5 V y la resistencia interna es despreciable. El galvanómetro tiene una sensibilidad de corriente de $10 \text{ mm}/\mu\text{A}$ y una resistencia interna de 100Ω . Calcúlese la deflexión del galvanómetro causada por un desequilibrio de 5Ω en la rama BC .

SOLUCION: El puente se equilibra si la rama BC tiene una resistencia de $2\,000 \Omega$. El diagrama muestra la rama BC como resistencia de $2\,005 \Omega$, lo que representa un pequeño desequilibrio ($\ll 2\,000 \Omega$). El primer paso de la solución consiste en

*Herbert W. Jackson, *Introduction to Electric Circuits*, 5a. edición. (Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1981), pp. 448ff.

encontrar el equivalente de Thévenin del circuito puente en su circuito. Puesto que se desea conocer la corriente en el galvanómetro, el equivalente de Thévenin se determina con respecto a las terminales del galvanómetro B y D . La diferencia de potencial de B o D , sin el galvanómetro en circuito, es el voltaje Thévenin. Con la ecuación (5-7) se tiene

$$E_{TH} = E_{AD} - E_{AB} = 5 \text{ V} \times \left(\frac{100}{100 + 200} - \frac{1,000}{1,000 + 2,005} \right) \\ \cong 2.77 \text{ mV}$$

El segundo paso de la solución es encontrar la resistencia Thévenin en las terminales B y D , y reemplazar la batería por su resistencia interna. Puesto que la resistencia de la batería es 0Ω el circuito se representa por la configuración de la figura 5-3b, de la cual deducimos

$$R_{TH} = \frac{100 \times 200}{300} + \frac{1,000 \times 2,005}{3,005} = 734 \Omega$$

El circuito equivalente de Thévenin se muestra en la figura 5-2c. Cuando el galvanómetro se conecta a las terminales de salida del circuito equivalente, la corriente a través del galvanómetro es

$$I_g = \frac{E_{TH}}{R_{TH} + R_g} = \frac{2.77 \text{ mV}}{734 \Omega + 100 \Omega} = 3.32 \mu\text{A}$$

La deflexión del galvanómetro es

$$d = 3.34 \mu\text{A} \times \frac{10 \text{ mm}}{\mu\text{A}} = 33.2 \text{ mm}$$

Es evidente la ayuda que ofrece el equivalente de Thevenin para la solución de circuitos puentes desequilibrados. Si se utiliza otro galvanómetro con diferente sensibilidad de corriente y resistencia interna el cálculo de deflexión es muy simple, como se observa en la figura 5-3c. Por el contrario, si se tiene la sensibilidad del galvanómetro, se puede determinar el voltaje de desequilibrio que se necesita para obtener una deflexión unitaria (por ejemplo, de 1 mm). Este valor es de interés cuando se quiere determinar la sensibilidad de un puente desequilibrado o responder la pregunta “el galvanómetro seleccionado detectaría un pequeño desequilibrio”. El método Thévenin se usa para encontrar la respuesta del galvanómetro, la cual en muchos casos es de interés.

EJEMPLO 5-2

El galvanómetro del ejemplo 5-1 se reemplaza por uno con una resistencia interna de 500Ω y sensibilidad de corriente de $1 \text{ mm}/\mu\text{A}$. Considérese que una deflexión de 1 mm se ve en la escala del galvanómetro. Indíquese si este nuevo galvanómetro puede detectar el desequilibrio de 5Ω en la rama BC de la figura 5-3a.

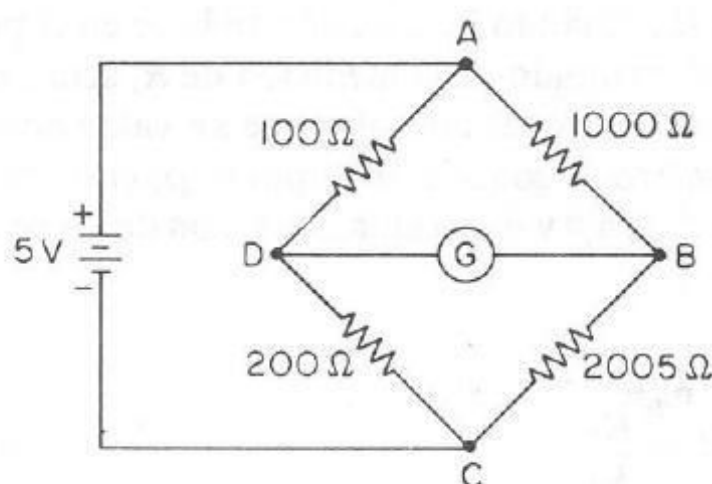
SOLUCION: Puesto que las constantes del puente no cambian, el circuito equivalente se representa de nuevo por el generador Thévenin de 2.77 mV y una resisten-

cia de Thévenin de 734Ω . El nuevo galvanómetro se conecta a las terminales de salida, con lo que se tiene una corriente que circula en él.

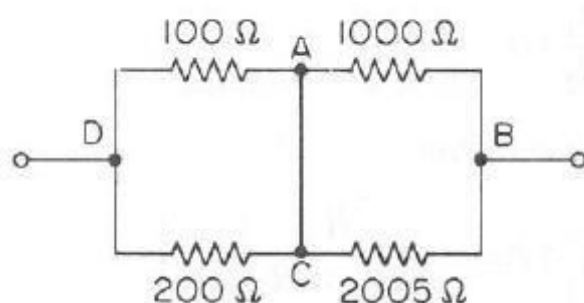
$$I_g = \frac{E_{TH}}{R_{TH} + R_g} = \frac{2.77 \text{ mV}}{734 \Omega + 500 \Omega} = 2.24 \mu\text{A}$$

La deflexión del galvanómetro es igual a $2.24 \mu\text{A} \times 1 \text{ mm}/\mu\text{A} = 2.24 \text{ mm}$; esto indica que dicho galvanómetro produce una deflexión que se puede observar fácilmente.

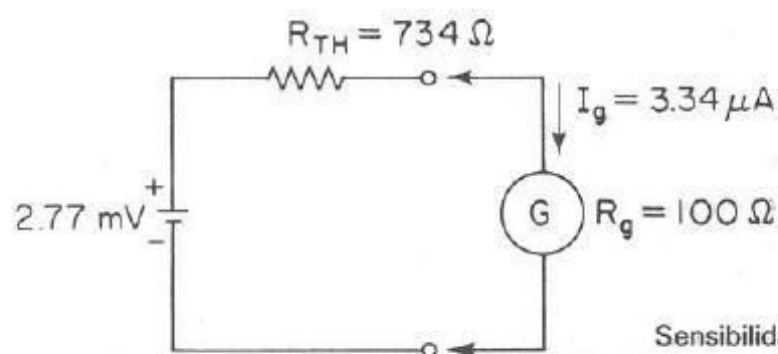
El puente Wheatstone está limitado para la medición de resistencias que tienen valores de pocos ohms hasta varios megaohms. El límite *superior* se debe a la reducción de sensibilidad del desequilibrio, ocasionada por los elevados valores de las resistencias, ya que en este caso la resistencia equivalente a Thévenin de la figura 5-3c llega a ser alta, lo que reduce la corriente del galvanómetro. El límite *inferior* lo determina



a) Puente Wheatstone



b) Cálculo de la resistencia de Thévenin



c) Circuito equivalente de Thévenin

Sensibilidad del galvanómetro = $10 \text{ mm}/\mu\text{A}$

Figura 5-3. Cálculo de la deflexión del galvanómetro originado por un pequeño desequilibrio en la rama *BC*, empleando el circuito Thévenin simplificado.

la resistencia de los alambres de conexión y la resistencia de los contactos de los bornes de conexión. La resistencia de los alambres se puede calcular o medir, *modificar* el resultado final, pero la resistencia de los contactos es difícil de calcular y medir. Para mediciones de baja resistencia se prefiere el puente Kelvin.

5-3 PUENTE KELVIN

5-3.1 Efectos de los alambres de conexión

El puente Kelvin es una modificación del Wheatstone y proporciona un gran incremento en la *exactitud* de las mediciones de *resistencias de valor bajo*, por lo general inferiores a $1\ \Omega$. Considérese el circuito puente de la figura 5-4, donde R_y representa la resistencia del alambre de conexión de R_3 a R_x . Son posibles dos conexiones del galvanómetro, en el punto m o en el punto n . Cuando el galvanómetro se conecta en el punto m , la resistencia R_y del alambre de conexión se suma a la desconocida R_x , resultando una indicación por arriba de R_x . Cuando la conexión se hace en el punto n , R_y se suma a la rama del puente R_3 y el resultado de la medición de R_x será menor que el que debería ser, porque el valor real de R_3 es más alto que su valor nominal debido a la resistencia R_y . Si el galvanómetro se conecta en el punto p , entre m y n , de tal forma que la razón de la resistencia de n a p y m a p iguale la razón de los resistores R_1 y R_2 , entonces

$$\frac{R_{np}}{R_{mp}} = \frac{R_1}{R_2} \quad (5-10)$$

La ecuación de equilibrio para el puente da:

$$R_x + R_{np} = \frac{R_1}{R_2} (R_3 + R_{mp}) \quad (5-11)$$

Al sustituir la ecuación (5-10) en la (5-11), se tiene

$$R_x + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) R_y = \frac{R_1}{R_2} \left[R_3 + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) R_y \right] \quad (5-12)$$

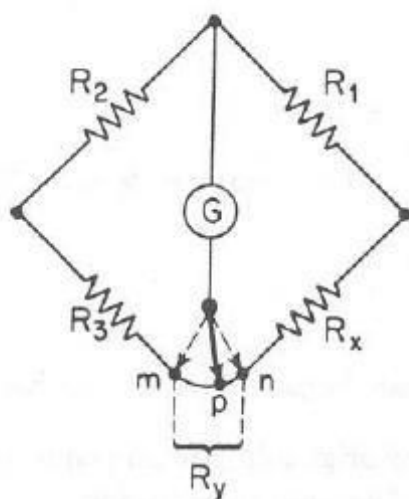


Figura 5-4. Circuito del puente Wheatstone; muestra la resistencia R_y del conductor del punto m al punto n .

lo cual se reduce a

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3 \quad (5-13)$$

La ecuación (5-13) es la ecuación de equilibrio desarrollada para el puente Wheatstone e indica que el efecto de la resistencia del alambre de conexión del punto m al punto n se elimina conectando el galvanómetro en la posición intermedia p .

Esta es la base para la construcción del puente doble Kelvin, conocido como *puente Kelvin*.

5-3.2 Puente doble Kelvin

El término puente *doble* se usa debido a que el circuito contiene un segundo juego de ramas de relación (figura 5-5). Este segundo conjunto de ramas, marcadas a y b en el diagrama, se conectan al galvanómetro en el punto p con el potencial apropiado entre m y n , lo que elimina el efecto de la resistencia R_y . Una condición establecida inicialmente es que la relación de la resistencia de a y b debe ser la misma que la relación de R_1 y R_2 .

La indicación del galvanómetro será cero cuando el potencial en k sea igual al potencial en p , o cuando $E_{kl} = E_{lmp}$, donde

$$E_{kl} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I \left[R_3 + R_x + \frac{(a + b)R_y}{a + b + R_y} \right] \quad (5-14)$$

y

$$E_{lmp} = I \left\{ R_3 + \frac{b}{a + b} \left[\frac{(a + b)R_y}{a + b + R_y} \right] \right\} \quad (5-15)$$

Resolviendo R_x e igualando E_{kl} y E_{lmp} de la siguiente manera:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} I \left[R_3 + R_x + \frac{(a + b)R_y}{a + b + R_y} \right] = I \left[R_3 + \frac{b}{a + b} \cdot \frac{(a + b)R_y}{a + b + R_y} \right]$$

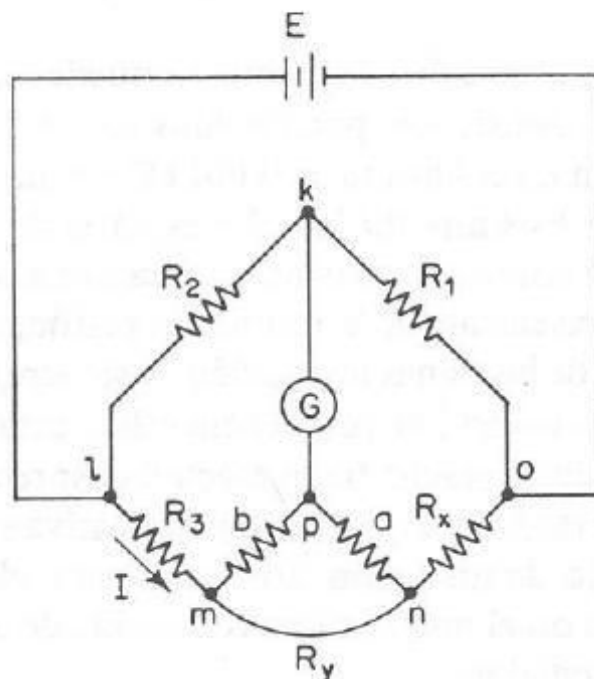


Figura 5-5. Circuito básico del puente doble de Kelvin.

O al simplificar se obtiene

$$R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \left[R_3 + \frac{bR_y}{a+b+R_y} \right]$$

y la expansión del miembro del lado derecho da

$$R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} = \frac{R_1 R_3}{R_2} + R_3 + \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{bR_y}{a+b+R_y}$$

la solución de R_x a

$$R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{bR_y}{a+b+R_y} + \frac{bR_y}{a+b+R_y} - \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y}$$

de modo que

$$R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2} + \frac{bR_y}{a+b+R_y} \left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{a}{b} \right) \quad (5-16)$$

Al aplicar la condición establecida inicialmente de que $a/b = R_1/R_2$, la ecuación (5-16) se reduce a la relación bien conocida

$$R_x = R_3 \frac{R_1}{R_2} \quad (5-17)$$

La ecuación (5-17) es la ecuación de trabajo para el puente Kelvin. Indica que la resistencia R_y no tiene efecto en la medición, siempre y cuando los dos conjuntos de ramas de relación tengan igual relación de resistencia.

El puente Kelvin se utiliza para medir resistencias muy bajas, de aproximadamente 1Ω hasta 0.00001Ω . La figura 5-6 muestra el diagrama del circuito simplificado de un puente Kelvin comercial que mide resistencias de 10Ω a 0.00001Ω . En este puente, la resistencia R_3 de la ecuación (5-17) se representa por una resistencia *patrón* variable en la figura 5-6. Las ramas de relación (R_1 y R_2) se pueden colocar mediante una década de resistencias.

Las caídas de potencial de contacto en el circuito de medición pueden ocasionar grandes errores; para reducir este efecto la resistencia patrón consiste de 9 pasos de 0.001Ω cada uno, más una barra de manganina calibrada de 0.0011Ω con un contacto deslizante. La resistencia total de la rama R_3 suma 0.0101Ω y es variable en pasos de 0.001Ω , más fracciones de 0.0011Ω del contacto deslizante. Cuando ambos contactos se escogen para seleccionar el valor conveniente de la resistencia patrón, cambia la caída de voltaje entre los puntos de conexión de las ramas de relación. Este arreglo coloca toda resistencia de contacto en serie con los valores de resistencia relativamente altos de las ramas de relación, y la resistencia de contacto tiene efectos despreciables.

La razón R_1/R_2 se debe seleccionar de tal forma que una parte relativamente alta de la resistencia patrón se use en el circuito de medición. En esta forma el valor de la resistencia desconocida R_x se determina con el mayor número posible de cifras significativas, y mejora la exactitud de la medición.

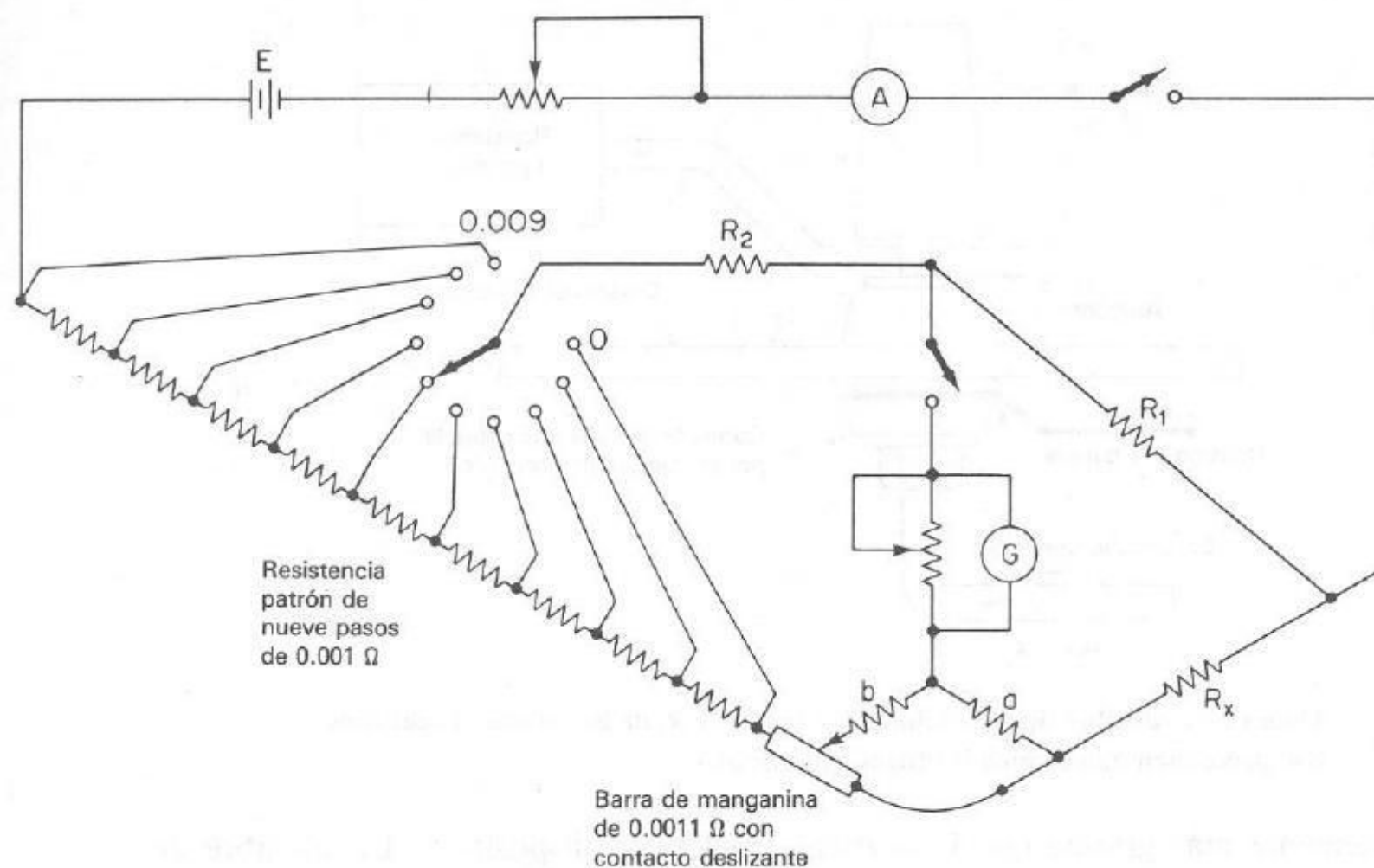


Figura 5-6. Circuito simplificado de un puente doble de Kelvin, utilizado para la medición de valores de resistencias muy bajos.

5-4 PUENTE WHEATSTONE CON PROTECCION

5-4.1 Circuitos con protección

La medición de resistencias muy altas como la resistencia de aislamiento de un cable o la resistencia de fuga de un capacitor (son del orden de miles de megaohms), supera la capacidad del puente Wheatstone ordinario. Uno de los mayores problemas en la medición de grandes resistencias es la fuga que ocurre en el componente medido, alrededor de éste, sobre las terminales en las que se conecta al instrumento o dentro del instrumento mismo. Estas corrientes de fuga son indeseables ya que pueden entrar en el circuito de medición y afectar la exactitud de la medición considerablemente. Las corrientes de fuga, dentro del instrumento o las asociadas con el elemento de prueba y su montaje, son frecuentes en mediciones de resistencias altas, donde a menudo se requieren voltajes altos para obtener una sensibilidad de deflexión suficiente. También los efectos de fuga suelen variar día a día, debido a la humedad de la atmósfera.

Por lo general los efectos de los caminos de fuga en la medición se eliminan mediante alguna forma de circuito de protección. El principio de un circuito de protección simple en la rama R_x del puente Wheatstone se explica con ayuda de la figura 5-7. Sin un circuito de protección, la corriente de fuga I_f que circula a lo largo de la superficie de aislamiento de la terminal se suma a la corriente I_x a través del componente medido para producir una corriente total en el circuito, la cual puede ser consi-

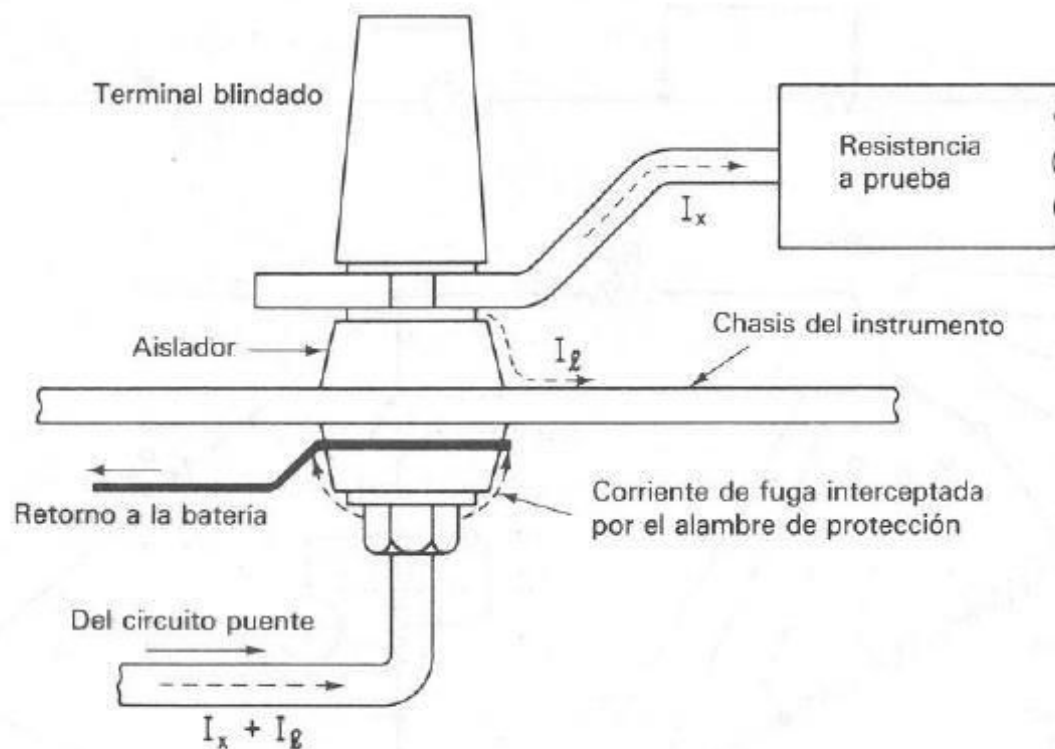


Figura 5-7. Alambre de protección en la terminal R_x de un puente Wheatstone con protección que elimina las fugas superficiales.

derablemente más grande que la corriente real en el dispositivo. Un alambre de protección, que rodea completamente la superficie aislante de la terminal, intercepta esta corriente de fuga y la regresa a la batería. La protección debe colocarse cuidadosamente de manera que la corriente de fuga llegue a una parte del alambre de protección, y se evite que entre al circuito puente.

En el esquema de la figura 5-8 la protección alrededor de R_x se indica por medio de un círculo pequeño alrededor de la terminal, no toca ninguna parte del circuito puente y se conecta directamente a la terminal de la batería. Este concepto del alambre de protección en el borne de conexión se aplica a cualquier parte interna del circuito puente donde las fugas afectan la medición; en este sentido se habla de puente Wheatstone con protección.

5-4.2 Resistencia de tres terminales

Para evitar los efectos de la pérdida de corriente externa al circuito del puente, la unión de las ramas de relación R_A y R_B normalmente se toma como una terminal de protección separada del panel frontal del instrumento. Esta terminal de protección se puede

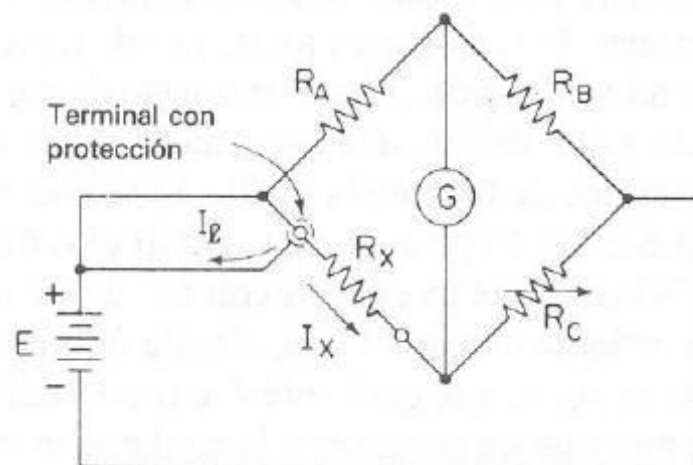
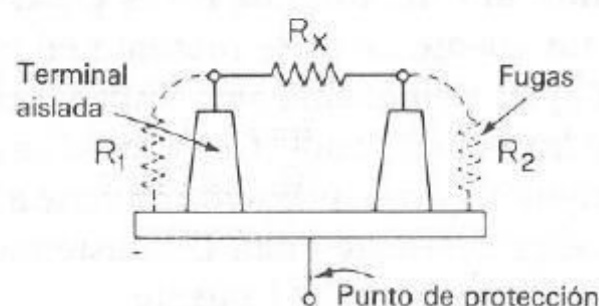


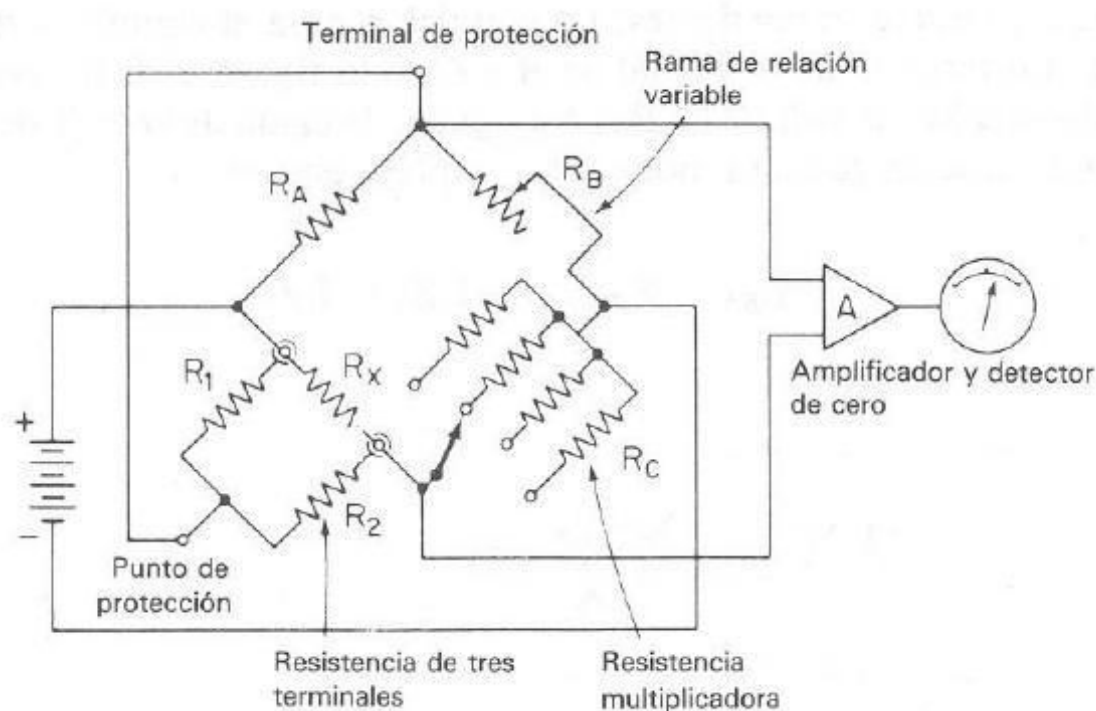
Figura 5-8. La terminal con protección hace retornar la corriente de fuga a la batería.

conectar a la *resistencia de tres terminales* como se muestra en la figura 5-9a. La alta resistencia se monta sobre dos terminales aisladas sujetas a una placa metálica. Las dos terminales principales de la resistencia se conectan a las terminales R_x del puente. La tercera terminal de la resistencia es el punto común de las resistencias R_1 y R_2 , la cual representa el camino de fuga desde las terminales principales a lo largo de sus partes aislantes hasta la placa metálica o de protección. La protección se conecta a la terminal de protección ubicada en el panel frontal del puente, como se indica en el esquema de la figura 5-9. Esta conexión coloca a R_1 en paralelo con la rama de relación de R_A , pero puesto que R_1 es mayor que R_A , su efecto de desviación es despreciable. Similarmente, la resistencia de fuga R_2 está en paralelo con el galvanómetro, pero la resistencia de R_2 es mayor que la del galvanómetro, de manera que el único efecto es una pequeña reducción en la sensibilidad del galvanómetro. Los efectos de los caminos de fuga externos se eliminan con un circuito de protección con la resistencia de tres terminales.

Si no se usa el circuito de protección, las resistencias de fuga R_1 y R_2 , estarían directamente a través de R_x y el valor medido de R_x tendría un error considerable.



a) Resistencia de tres terminales



b) Resistencia de las terminales

Figura 5-9. Resistencia de tres terminales, conectada a un puente de megohms de alto voltaje con protección.

Considere que la resistencia desconocida es de $100\text{ M}\Omega$ y que la resistencia de fuga de cada terminal de la protección es $100\text{ M}\Omega$ también, la resistencia R_x mediría $67\text{ M}\Omega$, es decir un error de cerca de 33%.

5-5 PUENTES DE CA Y SUS APLICACIONES

5-5.1 Condiciones para el equilibrio del puente

El puente de ca es una consecuencia del puente de cd y su forma básica consiste en un puente de cuatro ramas, una fuente de excitación y un detector de cero. La fuente de potencia suministra un voltaje de ca al puente con la frecuencia deseada. Para mediciones a bajas frecuencias, la línea de potencia puede servir como fuente de excitación; a altas frecuencias, generalmente un oscilador es el que suministra el voltaje de excitación. El detector de cero debe responder a las corrientes de desequilibrio de ca y el dispositivo más económico y efectivo consiste en un par de audífonos. En otras aplicaciones, el detector de cero consiste en un amplificador de ca con un medidor de salida, o también un indicador de tubo de rayos electrónicos.

La forma general de un puente de ca se presenta en la figura 5-10. Las cuatro ramas del puente Z_1 , Z_2 , Z_3 y Z_4 se indican como impedancias sin especificar y el detector se representa por medio de audífonos. Como en el caso del puente Wheatstone para mediciones de cd, el equilibrio en este puente de ca se alcanza cuando la respuesta del detector es cero o indica corriente nula. El ajuste para obtener una respuesta nula se hace variando una o más ramas del puente.

La ecuación general para el equilibrio del puente se obtiene utilizando la *notación compleja* para las impedancias del circuito puente. (Las más oscuras indican cantidades en notación compleja.) Estas cantidades complejas pueden ser impedancias o admitancias, voltajes o corrientes. La condición para el equilibrio del puente requiere que la diferencia de potencial de A a C en la figura 5-10 sea cero. Este es el caso cuando la caída de voltaje de B a A es igual a la caída de voltaje de B a C , tanto en *magnitud como en fase*. En notación compleja esto es:

$$E_{BA} = E_{BC} \quad \text{o} \quad I_1 Z_1 = I_2 Z_2 \quad (5-18)$$

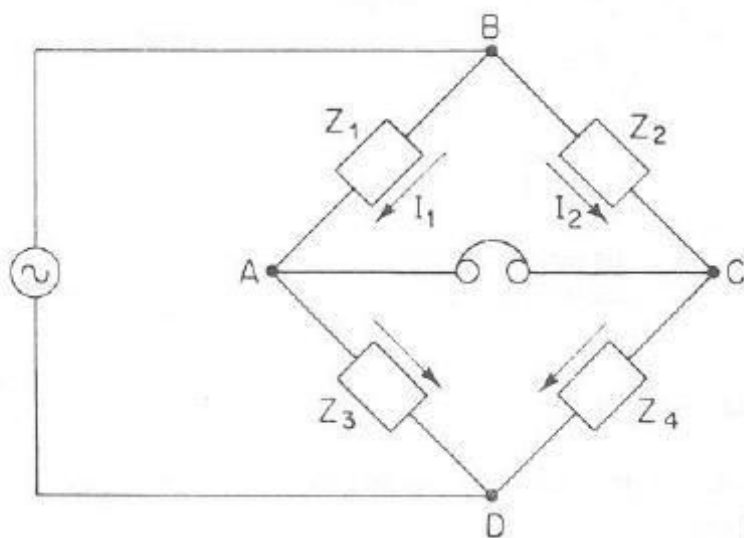


Figura 5-10. Forma general del puente de ca.

Para la corriente del detector cero (condición de equilibrio), la corriente es

$$I_1 = \frac{E}{Z_1 + Z_3} \quad (5-19)$$

y

$$I_2 = \frac{E}{Z_2 + Z_4} \quad (5-20)$$

Al sustituir las ecuaciones (5-19) y (5-20) en la ecuación (5-18)

$$Z_1 Z_4 + Z_2 Z_3 \quad (5-21)$$

o cuando se utilizan admitancias en lugar de impedancias

$$Y_1 Y_4 = Y_2 Y_3 \quad (5-22)$$

La ecuación (5-21) es la forma más conveniente en la mayoría de los casos y es la *ecuación general para equilibrio* del puente de ca. La ecuación (5-22) puede ser ventajosa cuando se tienen componentes en paralelo en las ramas del puente.

La ecuación (5-21) establece que el producto de impedancias de un par de ramas opuestas debe ser igual al producto de impedancias del otro par de ramas opuestas, con las impedancias expresadas en notación compleja. Si las impedancias se escriben en forma polar $Z = Z \angle \theta$, donde Z representa la magnitud y θ el ángulo de fase de la impedancia compleja, la ecuación (5-21) se puede escribir en la forma

$$(Z_1 \angle \theta_1)(Z_4 \angle \theta_4) = (Z_2 \angle \theta_2)(Z_3 \angle \theta_3) \quad (5-23)$$

Puesto que en la multiplicación de números complejos las magnitudes se *multiplican* y los ángulos de fase se *suman*, la ecuación (5-23) también se puede escribir como

$$Z_1 Z_4 \angle (\theta_1 + \theta_4) = Z_2 Z_3 \angle (\theta_2 + \theta_3) \quad (5-24)$$

La ecuación (5-24) muestra que *dos condiciones* se deben satisfacer *simultáneamente* cuando se equilibra el puente de ca. La primera es que las magnitudes de las impedancias satisfagan la relación

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \quad (5-25)$$

o bien

Los productos de las magnitudes de las ramas opuestas deben ser iguales.

La segunda requiere que los ángulos de fase de las impedancias satisfagan la relación

$$\angle \theta_1 + \angle \theta_4 = \angle \theta_2 + \angle \theta_3 \quad (5-26)$$

o bien

La suma de los ángulos de fase de las ramas opuestas debe ser igual.

5-5.2 Aplicación de las ecuaciones de equilibrio

Las dos condiciones de balance expresadas en las ecuaciones (5-25) y (5-26) se pueden aplicar cuando las impedancias de las ramas del puente se dan en forma polar, ambas con magnitud y ángulo de fase. Normalmente se dan los valores de las componentes de las ramas del puente y el problema se soluciona escribiendo la ecuación de equilibrio en notación compleja. Los siguientes ejemplos ilustran el procedimiento.

EJEMPLO 5-3

Las impedancias del puente básico de ca de la figura 5-10 son:

$$Z_1 = 100 \, \Omega \, \angle 80^\circ \text{ (impedancia inductiva)}$$

$$Z_2 = 250 \, \Omega \text{ (resistencia pura)}$$

$$Z_3 = 400 \, \Omega \, \angle 30^\circ \text{ (impedancia inductiva)}$$

$$Z_4 = \text{desconocida}$$

Determinese las constantes de la rama desconocida.

SOLUCION: La primera condición para el equilibrio del puente requiere que

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \quad (5-25)$$

Al sustituir las magnitudes de los componentes conocidos y resolver para Z_4 , se obtiene

$$Z_4 = \frac{Z_2 Z_3}{Z_1} = \frac{250 \times 400}{100} = 1\,000 \, \Omega$$

La segunda condición requiere que la suma de los ángulos de fase de las ramas opuestas sea igual o

$$\theta_1 + \theta_4 = \theta_2 + \theta_3 \quad (5-26)$$

Al sustituir los ángulos de fase conocidos y resolver para θ_4 , se tiene

$$\theta_4 = \theta_2 + \theta_3 - \theta_1 = 0 + 30 - 80 = -50^\circ$$

Entonces la impedancia desconocida Z_4 se escribe en forma polar como

$$Z_4 = 1,000 \, \Omega \, \angle -50^\circ$$

La cual indica que se trata de un elemento capacitivo, y posiblemente consiste de una combinación en serie de una resistencia y un capacitor.

El problema se complica cuando los valores de los componentes de las ramas del puente se especifican, expresando las impedancias en notación compleja. En este caso, las reactancias inductivas o capacitivas sólo se pueden calcular cuando la frecuencia del voltaje de excitación se conoce, como lo muestra el ejemplo 5-4.

EJEMPLO 5-4

El puente de la figura 5-10 se equilibra con las siguientes constantes: rama AB , $R = 450 \Omega$; rama BC , $R = 300 \Omega$ en serie con $C = 0.265 \mu\text{F}$; rama CD , desconocida; rama DA , $R = 200 \Omega$ en serie con $L = 15.9 \text{ mH}$. La frecuencia de oscilación es 1 kHz . Determinése las constantes de la rama CD .

SOLUCION: La ecuación general para el equilibrio del puente establece que

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$$

$$Z_1 = R = 450 \Omega$$

$$Z_2 = R - j/\omega C = (300 - j600) \Omega \quad (5-21)$$

$$Z_3 = R + j\omega L = (200 + j100) \Omega$$

$$Z_4 = \text{desconocida}$$

al sustituir los valores conocidos en la ecuación (5-21) y resolver para la rama desconocida

$$Z_4 = \frac{450 \times (200 + j100)}{300 - j600} = +j150 \Omega$$

Este resultado indica que Z_4 es una inductancia pura con una reactancia inductiva de 150Ω a una frecuencia de 1 kHz . Puesto que la reactancia inductiva $X_L = 2\pi fL$, se resuelve para L y se tiene $L = 23.9 \text{ mH}$.

5-6 PUENTE MAXWELL

El puente Maxwell de la figura 5-11, se utiliza para medir una *inductancia* desconocida en términos de una *capacitancia* conocida. Una de las ramas de relación tiene una resistencia y una capacitancia en *paralelo*; ahora se puede probar que es más fácil escribir las ecuaciones de balance usando la *admitancia* de la rama 1 en vez de su impedancia.

El reajuste de la ecuación general para el equilibrio del puente, dada en la ecuación (5-21), también se puede expresar de la siguiente forma:

$$Z_x = Z_2 Z_3 Y_1 \quad (5-27)$$

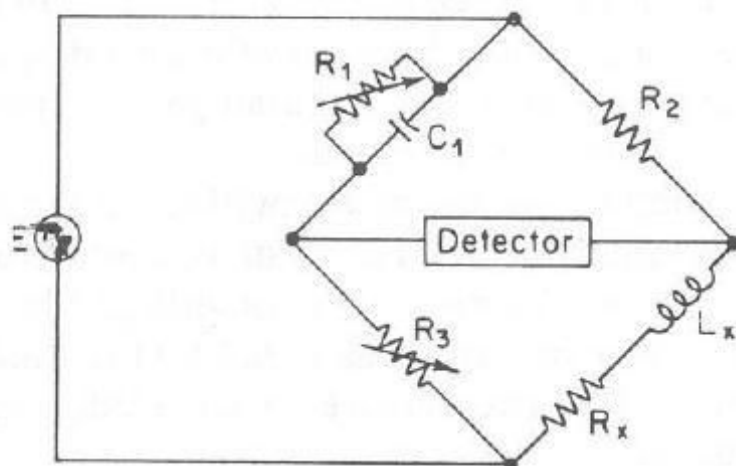


Figura 5-11. Puente Maxwell para medición de inductancias.

donde Y_1 es la admitancia de la rama 1. En relación con la figura 5-11, se tiene que

$$Z_2 = R_2; \quad Z_3 = R_3; \quad \text{y} \quad Y_1 = \frac{1}{R_1} + j\omega C_1$$

La sustitución de estos valores en (5-27) da

$$Z_x = R_x + j\omega L_x = R_2 R_3 \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right) \quad (5-28)$$

Al separar términos reales e imaginarios

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1} \quad (5-29)$$

y

$$L_x = R_2 R_3 C_1 \quad (5-30)$$

donde las resistencias se expresan en ohms, las inductancias en henrys y las capacitancias en farads.

El puente Maxwell se limita a la medición de *bobinas de Q medio* ($1 < Q < 10$). Esto puede mostrarse si se considera la segunda condición de equilibrio, la cual establece que la suma de los ángulos de fase de un par de ramas opuestas debe ser igual a la suma de los ángulos de fase del otro par. Puesto que los ángulos de fase en los elementos resistivos de las ramas 2 y 3 suma 0° , y la suma de los ángulos de las ramas 1 y 4 también será de 0° . El ángulo de fase de una *bobina de Q alto* será muy cercano a 90° (positivos), lo cual requiere que el ángulo de fase de la rama capacitiva esté cerca de 90° (negativos). Esto significa que la resistencia de R_1 ha de ser muy grande, lo cual es poco práctico. Las bobinas de alto Q se miden generalmente con el puente Hay (sección 5-7).

El puente Maxwell tampoco es conveniente para la medición de bobinas con muy bajo valor de Q ($Q < 1$) debido a los problemas de convergencia en el equilibrio. Los valores bajos de Q presentan resistencias inductivas, por ejemplo, una bobina de RF si se mide a baja frecuencia. Como se puede observar de las ecuaciones para R_x y L_x , el ajuste para el equilibrio inductivo por R_3 afecta el equilibrio resistivo de R_1 y da el efecto conocido como equilibrio *deslizante*. Este describe la interacción entre los controles, de forma que el equilibrio se encuentra variando R_1 , y posteriormente con R_3 se repite el procedimiento que se encuentra un nuevo punto de equilibrio. El punto de equilibrio da la impresión de moverse o *deslizarse* hacia su sitio final después de muchos ajustes. La interacción no ocurre cuando R_1 y C_1 se usan para el ajuste del equilibrio pero un capacitor variable no siempre es adecuado.

El procedimiento normal para equilibrar el puente de Maxwell es ajustar primero R_3 para el equilibrio inductivo y luego ajustar R_1 para el resistivo. Después al volver al ajuste de R_3 se advierte que el equilibrio resistivo se ha modificado hacia un nuevo valor. Este proceso se repite y da una convergencia *lenta* hacia el equilibrio final. Para bobinas de Q medio, el efecto de la resistencia no es pronunciado y el equilibrio se alcanza después de pocos ajustes.

5-7 PUENTE HAY

El puente Hay (figura 5-12) difiere del de Maxwell porque tiene una resistencia R_1 en serie con el capacitor patrón C_1 y no en paralelo. Es evidente que para ángulos de fase grandes, R_1 debe tener un valor muy bajo; por consiguiente, el puente Hay es más conveniente para mediciones de bobinas de Q alto.

Las ecuaciones de equilibrio se derivan de la sustitución de los valores de las impedancias de las ramas del puente en la ecuación general para el equilibrio del puente. Para el circuito de la figura 5-12 se tiene que

$$Z_1 = R_1 - \frac{j}{\omega C_1}; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = R_3; \quad Z_x = R_x + j\omega L_x$$

La sustitución de estos valores en (5-21) da

$$\left(R_1 - \frac{j}{\omega C_1}\right)(R_x + j\omega L_x) = R_2 R_3 \quad (5-31)$$

que se expande a

$$R_1 R_x + \frac{L_x}{C_1} - \frac{jR_x}{\omega C_1} + j\omega L_x R_1 = R_2 R_3$$

Al separar los términos reales de los imaginarios se obtiene

$$R_1 R_x + \frac{L_x}{C_1} = R_2 R_3 \quad (5-32)$$

y

$$\frac{R_x}{\omega C_1} = \omega L_x R_1 \quad (5-33)$$

ambas ecuaciones (5-32) y (5-33) contienen L_x y R_x ; por tanto, hay que resolverlas simultáneamente. Esto lleva a

$$R_x = \frac{\omega^2 C_1^2 R_1 R_2 R_3}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad (5-34)$$

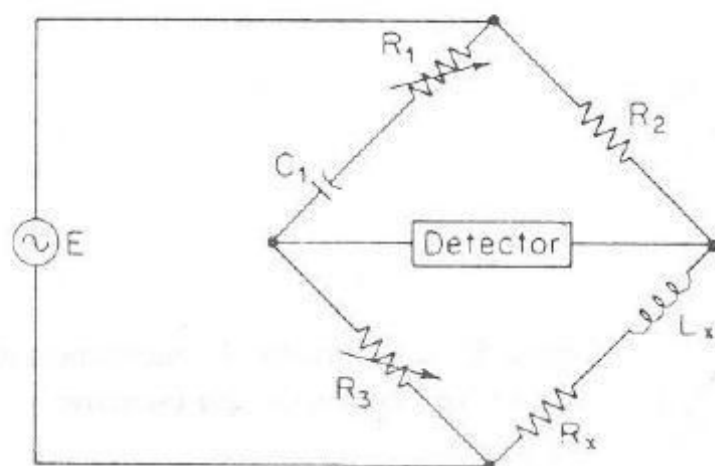


Figura 5-12. Puente Hay para medición de inductancias.

$$L_x = \frac{R_2 R_3 C_1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad (5-35)$$

Ambas expresiones para la inductancia y resistencia desconocidas contienen la velocidad angular ω y, por tanto, se requiere que la frecuencia de la fuente de voltaje se deba conocer con exactitud. Que esto no se aplique al medir bobinas de Q alto se sigue de las siguientes consideraciones: si se recuerda que la suma de ángulos de fase a ramas opuestas debe ser igual, el ángulo de fase inductivo ha de ser igual al ángulo de fase capacitivo, puesto que los ángulos resistivos son cero. La figura 5-13 muestra que la tangente del ángulo de fase inductivo es igual a

$$\tan \theta_L = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L_x}{R_x} = Q \quad (5-36)$$

y que el ángulo de fase capacitivo es

$$\tan \theta_C = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{\omega C_1 R_1} \quad (5-37)$$

Cuando los dos ángulos de fase son iguales, sus tangentes también son iguales y entonces

$$\tan \theta_L = \tan \theta_C \quad \text{o} \quad Q = \frac{1}{\omega C_1 R_1} \quad (5-38)$$

De nuevo con el término $(1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2)$ el cual aparece en las ecuaciones (5-34) y (5-35) se tiene que, después de sustituir (5-38) en la expresión para L_x , (5-35) se reduce a

$$L_x = \frac{R_2 R_3 C_1}{1 + (1/Q)^2} \quad (5-39)$$

Para un valor de Q mayor de 10, el término $(1/Q)^2$ será menor que $1/100$ y puede ser despreciable. La ecuación (5-35) se reduce a la expresión derivada del puente Maxwell,

$$L_x = R_2 R_3 C_1$$

El puente Hay es conveniente para medir inductores con Q alto, en especial aquellos con Q mayor de 10. Para valores de Q más pequeños que 10, el término $(1/Q)^2$ es importante y no puede despreciarse. En este caso, el puente Maxwell es el más conveniente.

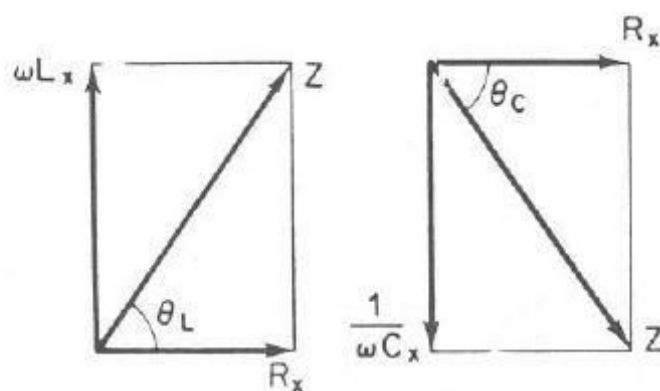


Figura 5-13. Triángulos de impedancia que ilustran los ángulos de fase inductivo y capacitivo.

5-8 PUENTE SCHERING

El puente Schering, uno de los más importantes puentes de ca, se usa ampliamente para la medición de *capacitores*. Aunque se utiliza para la medición de capacitancias en sentido general, es particularmente útil para la medición de algunas propiedades de aislamiento, como ángulos de fase muy cercanos a los 90° .

El circuito básico se muestra en la figura 5-14, y por una inspección general al circuito se observa muy parecido al puente de comparación. Nótese que ahora la rama 1 contiene una combinación en paralelo de una resistencia y un capacitor, y la rama patrón sólo contiene un capacitor. Por lo general, el capacitor patrón es de mica de alta calidad para mediciones generales de trabajo, o puede ser un capacitor de aire para mediciones de aislamiento. Un capacitor de mica de buena calidad tiene pérdidas muy bajas (sin resistencia) y por consiguiente un ángulo de fase de alrededor de 90° . Cuando se diseña con cuidado un capacitor de aire, éste tiene un valor muy estable y un campo eléctrico muy pequeño; el material aislante por probar se puede conservar con facilidad fuera de cualquier campo fuerte.

Las condiciones de equilibrio requieren que la suma de los ángulos de fase de las ramas 1 y 4 sea igual a la suma de los ángulos de fase de las ramas 2 y 3. Puesto que el capacitor patrón está en la rama 3, la suma de los ángulos de fase de las ramas 2 y 3 será $0^\circ + 90^\circ = 90^\circ$. Con el fin de obtener el ángulo de fase de 90° que se necesita para el equilibrio, la suma de los ángulos de las ramas 1 y 4 debe ser igual a 90° . Puesto que en la realización general de mediciones la cantidad desconocida tiene un ángulo de fase menor de 90° , es necesario dar a la rama 1 un ángulo capacitivo pequeño por medio de la conexión del capacitor C_1 en paralelo con el resistor R_1 . Un ángulo capacitivo pequeño es muy fácil de obtener; sólo se requiere un capacitor pequeño a través de R_1 .

Las ecuaciones de equilibrio se derivan como es habitual; por la sustitución de los valores correspondientes de impedancia y admitancia en la ecuación general, se obtiene

$$Z_x = Z_2 Z_3 Y_1$$

o

$$R_x - \frac{j}{\omega C_x} = R_2 \left(\frac{-j}{\omega C_3} \right) \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right)$$

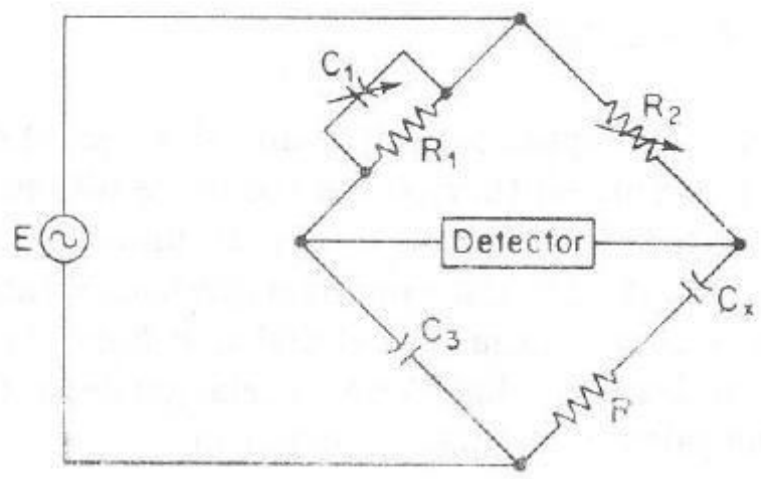


Figura 5-14. Puente Schering para la medición de capacitancia.

y si se expanden

$$R_x - \frac{j}{\omega C_x} = \frac{R_2 C_1}{C_3} - \frac{j R_2}{\omega C_3 R_1} \quad (5-40)$$

Al igualar los términos reales e imaginarios, entonces

$$R_x = R_2 \frac{C_1}{C_3} \quad (5-41)$$

$$C_x = C_3 \frac{R_1}{R_2} \quad (5-42)$$

Como se puede ver en el diagrama del circuito de la figura 5-14, las dos variables que se escogen para el ajuste del equilibrio son el capacitor C_1 y el resistor R_2 . Parece ser que no hay nada diferente en las ecuaciones de equilibrio o en la selección de los componentes variables, pero considérese por un momento cómo se define la calidad del capacitor.

El *factor de potencia* (PF) de una combinación serie RC se define por el coseno del ángulo de fase del circuito. Por consiguiente, el PF de la impedancia desconocida es $PF = R_x/Z_x$. Para ángulos de fase muy cercanos a 90° , la reactancia es casi igual a la impedancia y cabe aproximar el factor de potencia a

$$PF \simeq \frac{R_x}{X_x} = \omega C_x R_x \quad (5-43)$$

El *factor de disipación* de un circuito serie RC se define como la cotangente del ángulo de fase y, por tanto, por definición será

$$D = \frac{R_x}{X_x} = \omega C_x R_x \quad (5-44)$$

Ya que el factor de calidad de una bobina se define por $Q = X_L/R_L$, se observa que el factor de disipación, D , es el recíproco del factor de calidad, Q , esto es, $D = 1/Q$. El factor de disipación es un factor que indica la calidad del capacitor; por ejemplo, cuán cercano está el ángulo de fase del capacitor del valor ideal de 90° . Con la sustitución del valor de C_x de la ecuación (5-42) y el de R_x de (5-41) en la expresión para el factor de disipación, se tiene

$$D = \omega R_1 C_1 \quad (5-45)$$

Si el resistor R_1 en el puente Schering de la figura 5-14 tiene un valor fijo, el dial del capacitor C_1 se puede calibrar directamente en función del factor de disipación D . Esta es la utilidad práctica del puente Schering. Nótese que el término ω aparece en la expresión del factor de disipación [Ec. (5-45)]. Esto significa que la calibración del dial de C_1 sólo se conserva para la frecuencia a la cual el dial se calibró. Se puede utilizar una frecuencia diferente multiplicando el dial C_1 por la relación de las dos frecuencias. La figura 5-15 muestra un puente automático moderno.

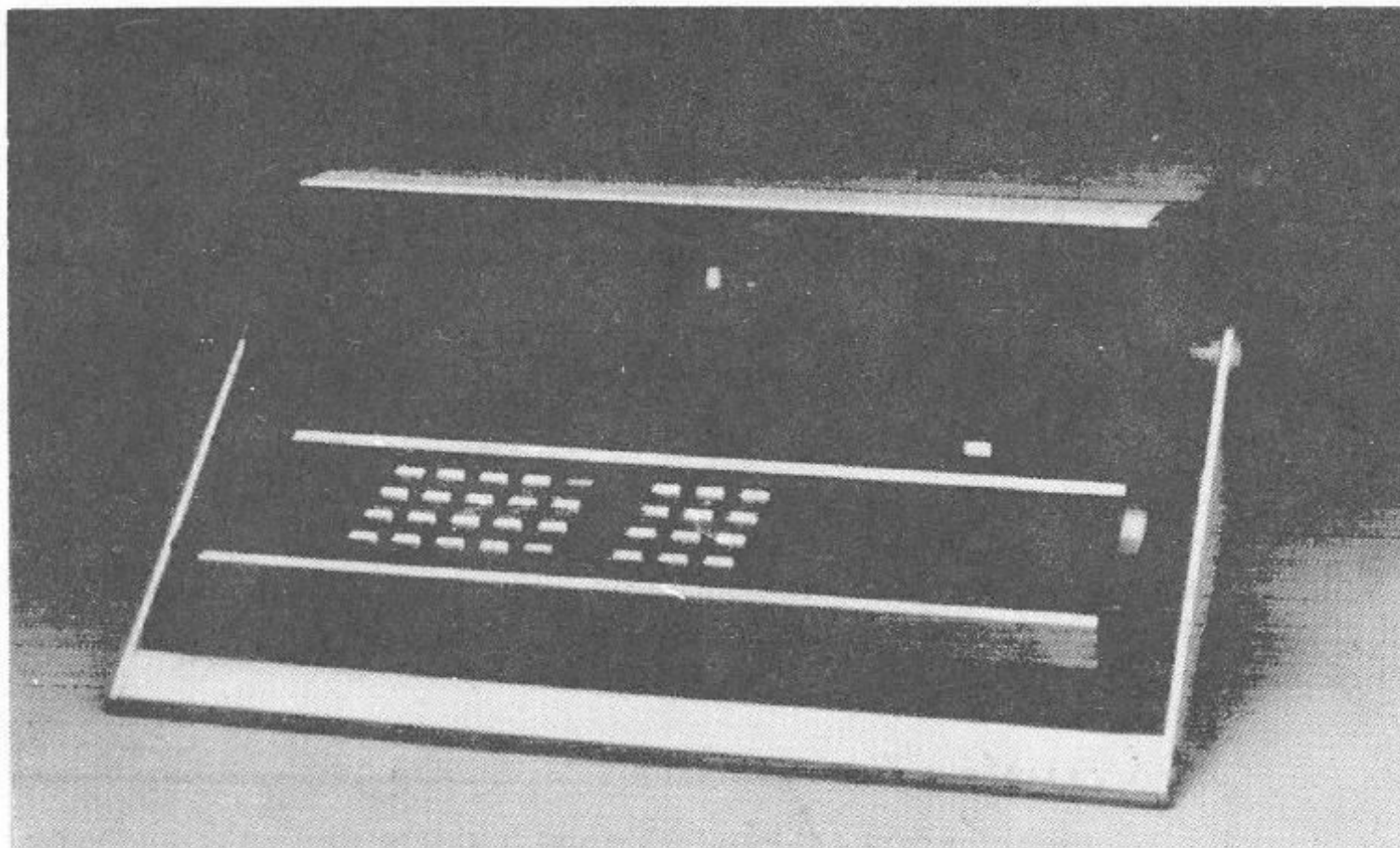


Figura 5-15. Puentes modernos automáticos para la medición de varios parámetros, como esta unidad. (Cortesía de Electro Scientific Industries, Inc.)

5-9 CONDICIONES DE DESEQUILIBRIO

Algunas veces ocurre que un puente de ca no se puede equilibrar debido a que es imposible establecer una de las condiciones de equilibrio (sección 5-5). Tómese como ejemplo el circuito de la figura 5-16, donde Z_1 y Z_4 son elementos inductivos (ángulo de fase positivo), Z_2 es una capacitancia pura (ángulo de fase de -90°), y Z_3 es una resistencia variable (ángulo de fase cero). La resistencia de R_3 que se necesita para obtener el equilibrio del puente se determina aplicando la primera condición de equi-

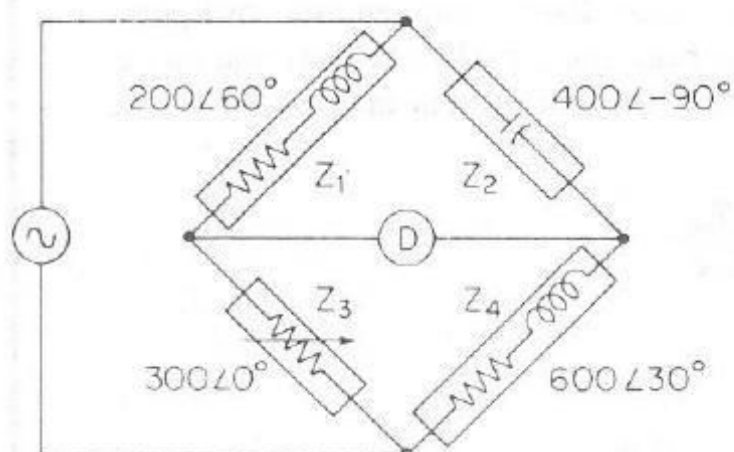


Figura 5-16. Puente de ca que no se puede equilibrar.

librio (magnitudes) y entonces

$$R_3 = \frac{Z_1 Z_4}{Z_2} = \frac{200 \times 600}{400} = 300 \, \Omega$$

Con el ajuste de R_3 a un valor de $300 \, \Omega$ se satisface la primera condición.

Considérese que la segunda condición de equilibrio (ángulos de fase) presenta la siguiente situación

$$\theta_1 + \theta_4 = +60^\circ + 30^\circ = +90^\circ$$

$$\theta_2 + \theta_3 = -90^\circ + 0^\circ = -90^\circ$$

Obviamente, $\theta_1 + \theta_4 \neq \theta_2 + \theta_3$ y la segunda condición no se satisface.

Una ilustración interesante del problema del equilibrio del puente se da en el ejemplo 5-5, donde un mínimo ajuste a una o más de las ramas del puente origina una situación que permite el equilibrio.

EJEMPLO 5-5

Tómese el circuito de la figura 5-17a y determínese si el puente se encuentra en equilibrio; si no, muéstrense dos formas para obtenerlo y especifíquese los valores numéricos para cualquier componente adicional. Considere que la rama 4 del puente es la desconocida y no se puede modificar.

SOLUCION: La inspección del circuito muestra que la primera condición de equilibrio (magnitudes) se obtiene con facilidad incrementando la resistencia de R_3 . La segunda requiere que $\theta_1 + \theta_4 = \theta_2 + \theta_3$ donde

$$\theta_1 = -90^\circ \text{ (capacitancia pura)}$$

$$\theta_2 = \theta_3 = 0^\circ \text{ (resistencia pura)}$$

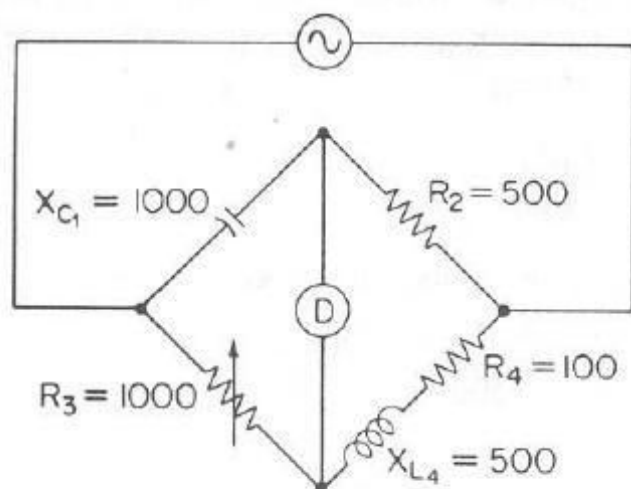
$$\theta_4 < +90^\circ \text{ (impedancia inductiva)}$$

El equilibrio es imposible con la configuración de la figura 5-17a ya que la suma de θ_1 y θ_4 será ligeramente negativa mientras que $\theta_2 + \theta_3$ será cero. El equilibrio se obtiene modificando el circuito de forma que satisfaga la condición del ángulo de fase. Hay básicamente dos métodos para lograr esto: la primera opción es modificar Z_1 de manera que el ángulo de fase disminuya a menos de 90° (igual a θ_4) colocando un resistor en paralelo con el capacitor. Esto resulta en una configuración del puente Maxwell (figura 5-17b). La resistencia de R_1 se determina con el procedimiento patrón de la sección 5-6; al usar la admitancia de la rama 1 se puede escribir

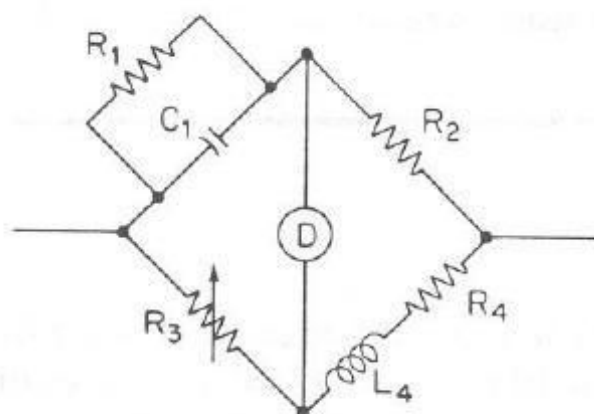
$$Y_1 = \frac{Z_4}{Z_2 Z_3}$$

donde

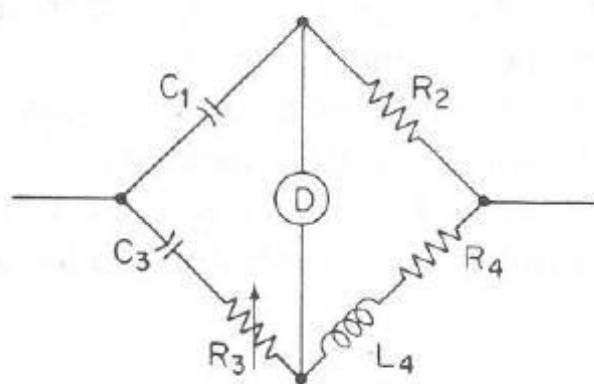
$$Y_1 = \frac{1}{R_1} + \frac{j}{1,000}$$



a) Condición de desequilibrio



b) El equilibrio del puente se logra mediante la adición de un resistor en la rama 1. (Configuración de Maxwell.)



c) Método alternativo para restaurar el equilibrio del puente mediante la adición de un capacitor en la rama 3.

Figura 5-17. Problema del equilibrio de un puente.

Al sustituir los valores conocidos y resolver para R_1 , se obtiene

$$\frac{1}{R_1} + \frac{j}{1\,000} = \frac{100 + j500}{500 \times 1\,000}$$

y

$$R_1 = 5\,000\,\Omega$$

La adición de R_1 altera la primera condición de equilibrio del circuito (la magnitud de Z_1 ha cambiado) y la resistencia variable R_3 se debe ajustar para compensar este efecto.

La segunda opción es modificar el ángulo de fase de la rama 2 o 3 añadiendo un capacitor en serie (figura 5-17c). La ecuación general de equilibrio se escribe de nuevo, ahora con impedancias, y se obtiene

$$Z_3 = \frac{Z_1 Z_4}{Z_2}$$

Al sustituir los valores de los componentes y resolver para X_c

$$1,000 - jX_c = \frac{-j1\,000(100 + j500)}{500}$$

o

$$X_c = 200 \, \Omega$$

En este caso también la magnitud de Z_3 se ha incrementado, así que la primera condición de equilibrio ha cambiado. Un pequeño reajuste en R_3 es necesario para restablecer el balance.

5-10 PUENTE WIEN

El puente Wien se presenta aquí por su uso como puente de ca para medir *frecuencias* y por las aplicaciones que tiene en otros circuitos; por ejemplo, en el analizador de distorsión armónica, en donde se usa como un *filtro pasabanda*, el cual puede discriminar una frecuencia específica. El puente Wien también tiene aplicaciones en los osciladores de audio y HF como el elemento que *determina la frecuencia*. En este capítulo se estudia en su forma básica, diseñado para la medición de frecuencia; en otros capítulos se analiza la aplicación en diferentes tipos de instrumentos.

El puente Wien tiene una combinación en serie RC en una rama y una combinación en paralelo RC en la rama adjunta (figura 5-18). La impedancia de la rama 1 es $Z_1 = R_1 - j/\omega C_1$. La admitancia de la rama 3 es $Y_3 = 1/R_3 + j\omega C_3$. Con la ecuación básica para el balance del puente y al sustituir los valores apropiados se obtiene

$$R_2 = \left(R_1 - \frac{j}{\omega C_1} \right) R_4 \left(\frac{1}{R_3} + j\omega C_3 \right) \quad (5-46)$$

Al expandir esta expresión se llega a

$$R_2 = \frac{R_1 R_4}{R_3} + j\omega C_3 R_1 R_4 - \frac{jR_4}{\omega C_1 R_3} + \frac{R_4 C_3}{C_1} \quad (5-47)$$

Al igualar los términos *reales*

$$R_2 = \frac{R_1 R_4}{R_3} + \frac{R_4 C_3}{C_1} \quad (5-48)$$

lo cual se reduce a

$$\frac{R_2}{R_4} = \frac{R_1}{R_3} + \frac{C_3}{C_1} \quad (5-49)$$

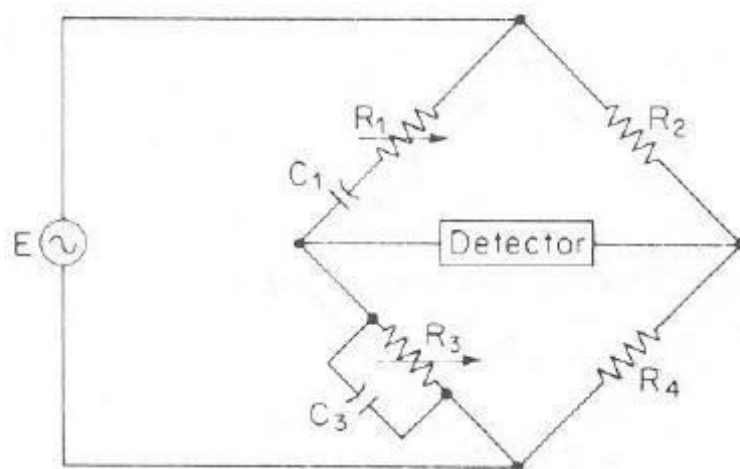


Figura 5-18. Medición de frecuencia con el puente Wien.

Al igualar los términos *imaginarios* se tiene

$$\omega C_3 R_1 R_4 = \frac{R_4}{\omega C_1 R_3} \quad (5-50)$$

donde $\omega = 2\pi f$, y al resolver para f , se obtiene

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_3 R_1 R_3}} \quad (5-51)$$

Nótese que las dos condiciones para el equilibrio del puente resultan en una expresión que determina la relación de resistencias requerida R_2/R_4 , y otra expresión que determina la frecuencia del voltaje aplicado. En otras palabras, si se satisface la ecuación (5-49), y se excita el puente con la frecuencia descrita por la ecuación (5-51), el puente queda en equilibrio.

En la mayoría de los circuitos del puente Wien, los componentes se seleccionan de manera tal que $R_1 = R_3$ y $C_1 = C_3$. Esto reduce la ecuación (5-49) a $R_2/R_4 = 2$ y la ecuación (5-51) a

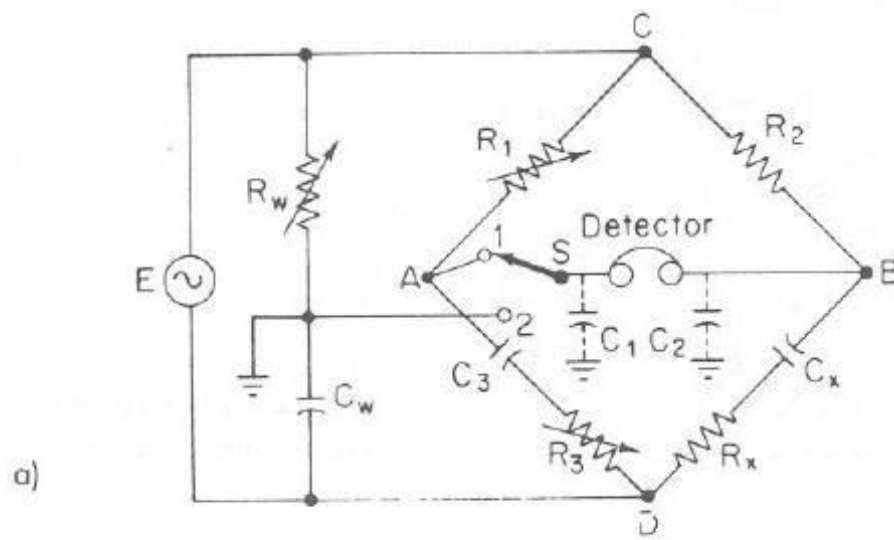
$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5-52)$$

la cual es la expresión general para la frecuencia del puente Wien. En un puente práctico, los capacitores C_1 y C_3 son capacitores fijos, y los resistores R_1 y R_3 son resistores variables controlados por un eje común. Si se tiene que $R_2 = 2R_4$, el puente se puede usar como un dispositivo para determinar la frecuencia en equilibrio por un solo control. Este control se puede calibrar directamente en términos de frecuencia.

Debido a su sensibilidad a la frecuencia, el puente Wien puede ser difícil de equilibrar (a menos que la forma de onda del voltaje aplicado sea puramente senoidal). Ya que el puente *no* se equilibra con cualquier armónica presente en el voltaje aplicado, estas armónicas producen algunas veces un voltaje de salida que distorsiona el punto de equilibrio.

5-11 CONEXION A TIERRA WAGNER

El análisis ha considerado que el puente de cuatro ramas consiste de impedancias puras, que no hay interacción de ninguna forma; pero en la práctica existen *capacitan-*



b)

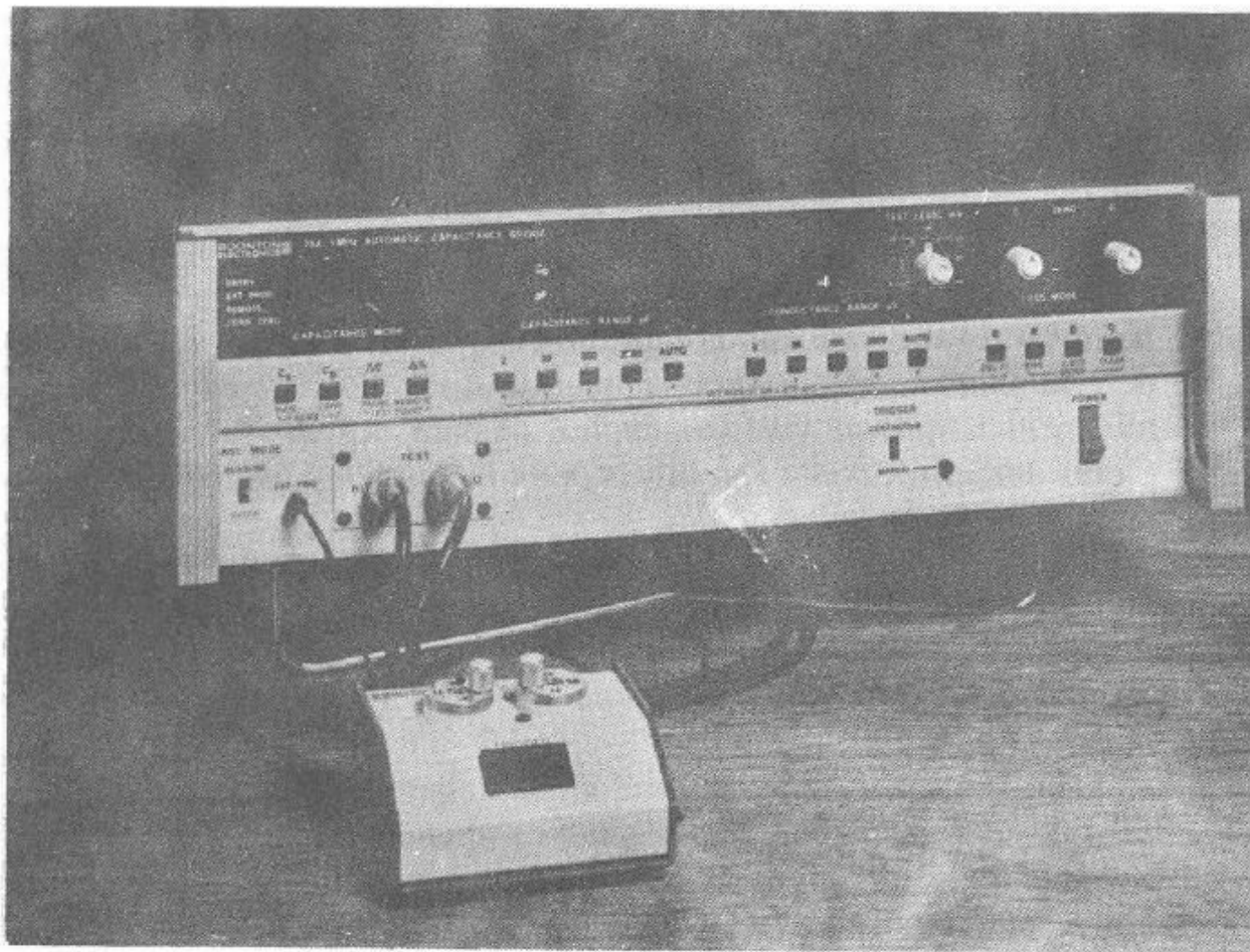


Figura 5-19. a) La conexión a tierra Wagner elimina el efecto de capacitancias parásitas a través del detector; b) puente de capacitancia automático con interface para computadora. (Fotografía cortesía de Boonton Electronics Corporation.)

cias parásitas entre los diferentes elementos del puente y tierra, y también entre las ramas. Estas capacitancias parásitas están en paralelo con las ramas del puente y originan errores, particularmente a altas frecuencias o cuando se miden capacitores pequeños o inductores grandes. Una manera de controlar las capacitancias parásitas es blindando las ramas y conectando el blindaje a tierra. Esto no elimina las capacitancias pero al menos les da un valor constante, que se puede compensar.

Uno de los métodos más usado para eliminar algunos de los efectos de las capacitancias parásitas en un circuito puente es la *conexión a tierra Wagner*. Este circuito elimina el problema de la capacitancia existente entre las terminales del detector y tierra. La figura 5-19a muestra el circuito de un puente de capacitancia, donde C_1 y C_2 representan las capacitancias parásitas. El oscilador se separa de su típica conexión a tierra y se puentea por una combinación de la resistencia R_w y el capacitor C_w . La unión de R_w y C_w se aterriza y a esto se le llama conexión a tierra Wagner. El procedimiento para el ajuste inicial del puente es: el detector se conecta al punto 1 y R_1 se ajusta para que haya sonido nulo o mínimo en los audífonos. El interruptor se pasa a la posición 2, la cual conecta el detector al punto de tierra Wagner. La resistencia R_w se ajusta para que se tenga un sonido mínimo. Cuando el interruptor regresa de nuevo a la posición 1, es factible observar, probablemente, cierto desbalance en el puente. Las resistencias R_1 y R_3 se vuelven a ajustar para una respuesta mínima del detector, y el interruptor se cambia a la posición 2. Se pueden necesitar algunos ajustes de R_w y R_1 (y R_3) antes de lograr el equilibrio final en ambas posiciones del interruptor. Cuando se obtiene el cero, los puntos 1 y 2 están al mismo potencial, y éste es un potencial de tierra. Las capacitancias parásitas C_1 y C_2 están en cortocircuito y no tienen efecto en el equilibrio normal del puente. También hay capacitancias de los puntos C y D a tierra, pero la adición del punto de tierra Wagner las elimina del circuito del detector, puesto que la corriente a través de estas capacitancias pasará por la conexión de tierra Wagner.

La conexión a tierra Wagner no elimina las capacitancias de las ramas del puente y éstas afectan la exactitud de las mediciones. El concepto de la tierra Wagner también se puede aplicar a otros puentes, siempre y cuando se tome en cuenta que las ramas aterrizadas duplican la impedancia del par de ramas a través de las cuales se conectan. Puesto que la adición de la conexión a tierra Wagner no afecta las condiciones de equilibrio, el procedimiento de medición permanece sin cambio.

BIBLIOGRAFIA

- 5-1. ITT Staff, *Reference Data for Radio Engineers*, 7a. edición, capítulo 12. Indianapolis, Ind.: Howard W. Sams & Company, Inc., 1985.
- 5-2. Maloney, Timothy, *Electrical Circuits: Principles and Applications*, capítulo 6. Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall, Inc., 1984.
- 5-3. Prensky, Sol D., and Castellucis, Richard L., *Electronic Instrumentation*, 3a. edición, capítulos 4 y 5. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1982.

PROBLEMAS

- 5-1. La resistencia patrón de la rama del puente (figura P5-1) tiene un rango de 0 a 100 Ω con una resolución de 0.001 Ω . El galvanómetro tiene una resistencia interna de 100 Ω y se pueden leer 0.5 μA . Cuando la resistencia desconocida es de 50 Ω , ¿cuál es la resolución del puente expresada en ohms y en porcentaje de la resistencia desconocida?

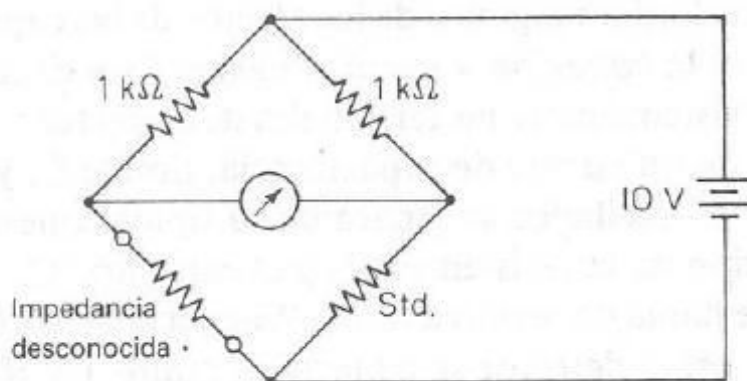


Figura P5-1

- 5-2. Las ramas de relación del puente Kelvin de la figura 5-5 son de $100\ \Omega$ cada una. El galvanómetro tiene una resistencia interna de $500\ \Omega$ y una sensibilidad de corriente de $200\ \text{mm}/\mu\text{A}$. La resistencia desconocida $R_x = 0.1002\ \Omega$ y la resistencia patrón se fija al valor de $0.1000\ \Omega$. Una corriente cd de $10\ \text{A}$ pasa a través de las resistencias patrón y desconocida desde una batería de $2.2\ \text{V}$ en serie con un reóstato. La resistencia de contactos R_c se puede despreciar. Calcúlese **a)** deflexión del galvanómetro, y **b)** resistencia (de desbalance) requerida para producir una deflexión de $1\ \text{mm}$ en el galvanómetro.
- 5-3. Las ramas de relación de un puente Kelvin son de $1\ 000\ \Omega$ cada una. El galvanómetro tiene una resistencia interna de $100\ \Omega$ y una sensibilidad de corriente de $500\ \text{mm}/\mu\text{A}$. Una corriente cd de $10\ \text{A}$ pasa por las ramas patrón y desconocida desde una batería de $2.2\ \text{V}$ en serie con un reóstato. La resistencia patrón se coloca a $0.1000\ \Omega$ y la deflexión del galvanómetro es de $30\ \text{mm}$. Despreciando la resistencia de contactos R_c , determínese el valor de la desconocida.
- 5-4. Un puente de ca en equilibrio tiene las siguientes constantes: rama AB , $R = 2\ 000\ \Omega$ en paralelo con $C = 0.047\ \mu\text{F}$; rama BC , $R = 1\ 000\ \Omega$ en serie con $C = 0.47\ \mu\text{F}$; rama CD , desconocida; rama DA , $C = 0.5\ \mu\text{F}$. La frecuencia del oscilador es de $1\ 000\ \text{Hz}$. Determínese las constantes de la rama CD .
- 5-5. Un puente se equilibra a $1\ 000\ \text{Hz}$ y tiene las siguientes constantes; rama AB , $0.2\ \mu\text{F}$ capacitancia pura; BC , $500\ \Omega$ resistencia pura; CD , desconocida; DA , $R = 300\ \Omega$ en paralelo con $C = 0.1\ \mu\text{F}$. Encuéntrense las constantes R , C o L de la rama CD , consideradas como un circuito serie.
- 5-6. Un puente de $1\ 000\ \text{Hz}$ tiene las siguientes constantes: rama AB , $R = 1\ 000\ \Omega$ en paralelo con $C = 0.5\ \mu\text{F}$; BC , $R = 1\ 000\ \Omega$ en serie con $C = 0.5\ \mu\text{F}$; CD , $L = 30\ \text{mH}$ en serie con $R = 200\ \Omega$. Encuéntrense las constantes de la rama DA para equilibrar el puente. Exprésese el resultado como una R pura en serie con una L o C pura y también como una R pura en paralelo con una L o C pura.
- 5-7. Un puente ca tiene en la rama AB una capacitancia pura de $0.2\ \mu\text{F}$; en la BC , una resistencia pura de $500\ \Omega$; en la CD , una combinación en serie de $R = 50\ \Omega$ y $L = 0.1\ \text{H}$. La rama DA consiste en un capacitor $C = 0.4\ \mu\text{F}$ en serie con un resistor variable R_s , $\omega = 5\ 000\ \text{rad/s}$. **a)** Determínese el valor de R_s para obtener el equilibrio del puente. **b)** ¿Se puede equilibrar con el ajuste de R_s ? Si no, especifíquense la posición y el valor de una resistencia variable para lograr el equilibrio.
- 5-8. Un puente ca tiene las siguientes constantes; rama AB , $R = 1\ 000\ \Omega$ en paralelo con $C = 0.159\ \mu\text{F}$; BC , $R = 1\ 000\ \Omega$; CD , $R = 500\ \Omega$; DA , $C = 0.636\ \mu\text{F}$ en serie con una resistencia desconocida. Hállese la frecuencia a la cual este puente está en equilibrio y determínese el valor de la resistencia en la rama DA para lograr dicho equilibrio.

6

Instrumentos electrónicos para medición de parámetros básicos

6-1 INTRODUCCION

Los instrumentos de medición tratados en los capítulos anteriores utilizan el movimiento de un medidor electromagnético para medir voltaje, corriente, resistencia, potencia, etc. Aunque puentes y multímetros hacen uso de componentes eléctricos para estas mediciones, los instrumentos descritos no utilizan amplificadores para incrementar la sensibilidad de las mediciones. La parte principal de estos instrumentos es el medidor D'Arsonval, que no se puede construir con una sensibilidad a escala completa menor de $50\ \mu\text{A}$. Cualquier sistema de medición que utilice el medidor D'Arsonval sin amplificadores, debe obtener al menos $50\ \mu\text{A}$ del circuito bajo prueba para una deflexión a plena escala. Para la medición de corrientes menores de $50\ \mu\text{A}$ a plena escala se debe utilizar un amplificador. La resistencia de un medidor (muy) sensible, como el medidor de $50\ \mu\text{A}$ utilizado en un volt-ohm-miliamperímetro es de algunos cientos de ohms y representa una pequeña pero finita cantidad de potencia. Como ejemplo, $50\ \mu\text{A}$ a través de un medidor de $200\ \Omega$ representa $\frac{1}{2}$ microwatt (μW). Esto representa la potencia requerida por el medidor para una deflexión a escala completa y no la potencia disipada en el resistor en serie; por lo tanto, la potencia total requerida por el medidor del ejemplo podría ser mayor a $\frac{1}{2}\ \mu\text{W}$, dependiendo del rango de voltaje. Esto no parece ser demasiada potencia, pero muchos circuitos electrónicos no soportan que se drene esta potencia de ellos. Considérese, también, el voltaje a través de un medidor de $50\ \mu\text{A}$ y $200\ \Omega$ a plena escala, que, por la ley de Ohm, es de

10 mV. El voltímetro más sensible que se puede construir con el medidor de $50\ \mu\text{A}$, sin un amplificador, sería de 10 mV a escala completa. El circuito de este voltímetro con esta sensibilidad no tendría resistencia externa, sino únicamente la resistencia interna del medidor.

Como se indicó en párrafos anteriores, se requiere un amplificador para incrementar la sensibilidad de corriente por abajo de $50\ \mu\text{A}$, para mediciones de voltaje menores de 10 mV y para que la potencia requerida esté abajo de $\frac{1}{2}\ \mu\text{W}$. Para el caso de mediciones de ca, el amplificador es aún más necesario en mediciones sensibles. Además de los instrumentos para realizar mediciones de pequeñas corrientes y voltajes, en este capítulo se incluyen instrumentos electrónicos para la medición de otros parámetros, como resistencia, inductancia y capacitancia.

6-2 MEDIDOR DE CD CON AMPLIFICADOR

Un voltímetro básico con amplificador se muestra en la figura 6-1. Este medidor disminuye la cantidad de potencia drenada de un circuito a prueba mediante el incremento de la impedancia de entrada utilizando un amplificador con ganancia unitaria. Una fuente seguidora de voltaje excita un emisor seguidor de voltaje. Esta combinación incrementa mil veces o más la impedancia, mientras se mantiene la ganancia en voltaje muy cercana a uno. La impedancia de entrada de este medidor es $10\ \text{M}\Omega$, lo cual requiere $0.025\ \mu\text{W}$ de potencia para una deflexión de 0.5-V que, comparado con $25\ \mu\text{W}$ para un medidor no amplificado, da un incremento de 100 veces.

Puesto que el emisor seguidor debe tener alguna corriente de polarización, el voltaje de emisor no se va a cero volts con un voltaje de entrada cero. Por lo que, el medidor se debe regresar no a tierra sino a un voltaje que se iguale al del punto estático de la salida del emisor seguidor. Esto tiende a variar un poco con la temperatura, y en muchos medidores prácticos es ajustable desde el panel frontal del medidor. Ya

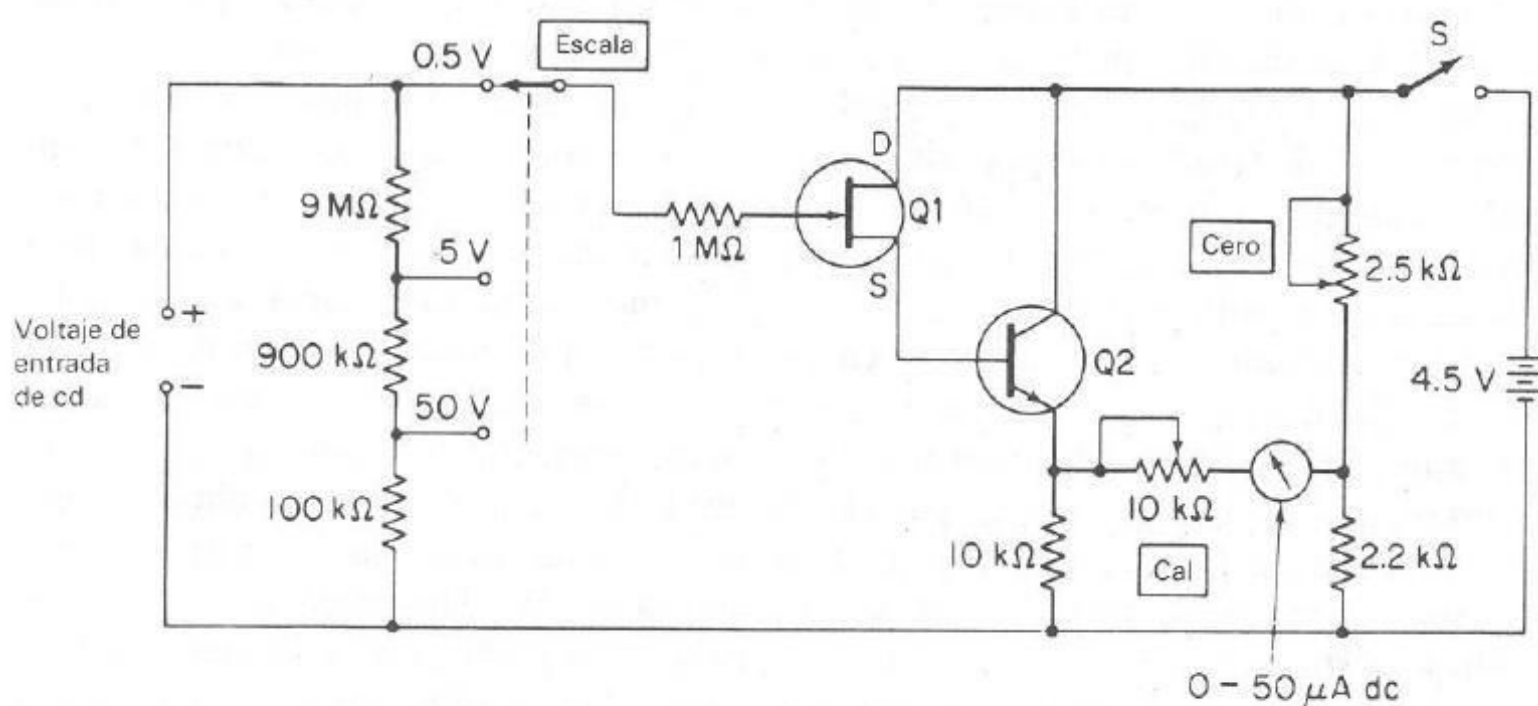


Figura 6-1. Circuito voltímetro básico de cd con entrada FET.

que el control de ajuste a cero afecta la resistencia total en serie con el medidor, se tiene también un control Cal (de calibración). Este no se requiere necesariamente para medidores que utilizan un amplificador diferencial, debido a que no hay interacción entre el ajuste a cero y la calibración del medidor.

El diagrama de bloques de un medidor para medir voltajes y corrientes pequeños se muestra en la figura 6-2. El voltaje de entrada es amplificado y se aplica a un medidor. Si el amplificador tiene una ganancia de 10, la sensibilidad de la medida se incrementa una cantidad similar. Un amplificador de cd acoplado, esto es, un amplificador sin capacitores de acoplamiento y que tiene una ganancia en cd bien controlada, se utiliza para proporcionar la amplificación necesaria. Un amplificador con ganancia en cd fija de 10 es fácil de construir y mantener estable. Un amplificador operacional básico (amp-op) más los componentes de realimentación necesarios realizan el trabajo adecuado para esta aplicación.

Se requieren ganancias en cd mucho mayores a 10 para utilizar el movimiento de un medidor D'Arsonval normalizado y para medir pequeños voltajes y corrientes del orden de microvolts y nanoamperes. Amplificar nanoamperes para excitar un medidor de miliamperes requiere una ganancia de 10^6 . En teoría, esto necesita un amp-op, dos resistencias y un circuito sencillo. Sin embargo, cuando se desean ganancias tan grandes, todos los defectos del amplificador operacional llegan a ser significativos. La corriente y el voltaje de compensación, así como las corrientes de polarización llegan a ser problemáticas, por lo que es casi imposible obtener un comportamiento aceptable con amp-op normales. Muchos de estos defectos se pueden reducir o eliminar mediante ajustes, realizados desde el panel frontal en una forma similar a las funciones Cal y Cero mencionadas anteriormente. Sin embargo, los efectos de temperatura y el tiempo inutilizaría pronto al amplificador; así pues, habría que repetir los ajustes. Los amplificadores de acoplamiento directo optimizados para efectos de baja temperatura así como para corrientes de polarización y niveles bajos se llaman *amplificadores de instrumentación*, y los fabrican proveedores de semiconductores.

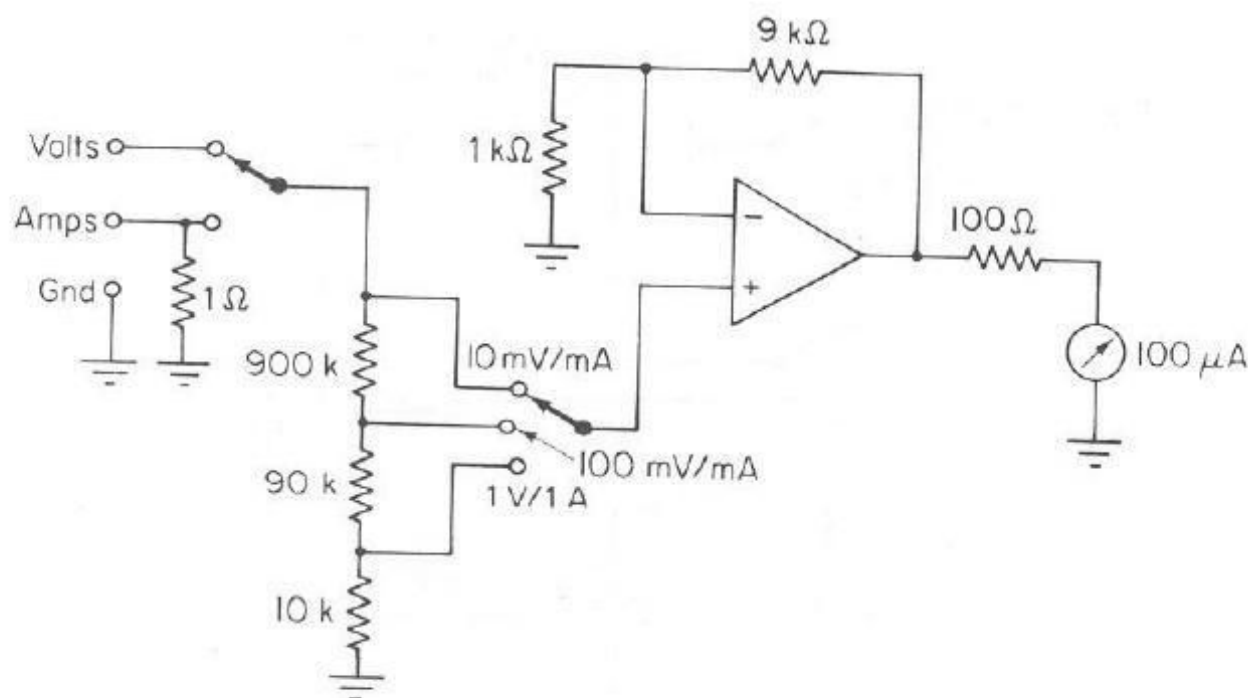


Figura 6-2. Voltaje amplificado y medidor de corriente.

6-2.1 Amplificador muestreador (chopper) estabilizado

Una técnica para la amplificación de corrientes directas y alternas de relativamente bajas frecuencias es el amplificador muestreador (*chopper*) estabilizado. Este circuito elimina los efectos de corrientes con niveles y los efectos de otros parámetros de cd mediante el uso de un amplificador acoplado con la ganancia necesaria. La técnica se basa en (figura 6-3) convertir la señal de entrada en señal de ca y después de amplificarla con alta ganancia, reconstruir la señal de cd a partir de la señal de ca amplificada.

La señal de entrada se convierte en señal de ca mediante el muestreo, lo cual simplemente significa conmutar la entrada de un amplificador entre la entrada y tierra con un interruptor electrónico o un muestreador electromecánico el cual es similar a un relevador. La salida del muestreador es una señal de ca con un valor pico igual al voltaje de cd de entrada. Como la entrada muestreada tiene un pico negativo a partir de cero y un pico positivo del voltaje de entrada, la forma de onda ca tiene una componente de cd de aproximadamente un medio del voltaje de cd de entrada. La componente real de cd de la onda muestreada no es importante, ya que ésta pasa al amplificador de ca acoplado donde se pierde la componente de cd.

La señal amplificada es muestreada en forma similar a la entrada y en sincronía con la entrada muestreada. El muestreo sincronizado restablece el valor de cd de la señal de entrada amplificada por la ganancia en ca del amplificador. Ya que el amplificador no proporciona ganancia de cd, se eliminan los efectos de las corrientes y voltajes con niveles cd.

De esta forma es posible obtener enormes ganancias y el amplificador muestreador estabilizado puede proporcionar ganancias mayores a 10^6 con excelente estabilidad en cd. Todo esto no evita problemas. Primero, cuando se manejan corrientes y voltajes muy pequeños, pueden ocurrir problemas inesperados. Uno significativo se presenta con el muestreador. Este dispositivo se debe elaborar especialmente para evitar generar voltajes por efectos de termopar. Cuando se unen dos metales diferen-

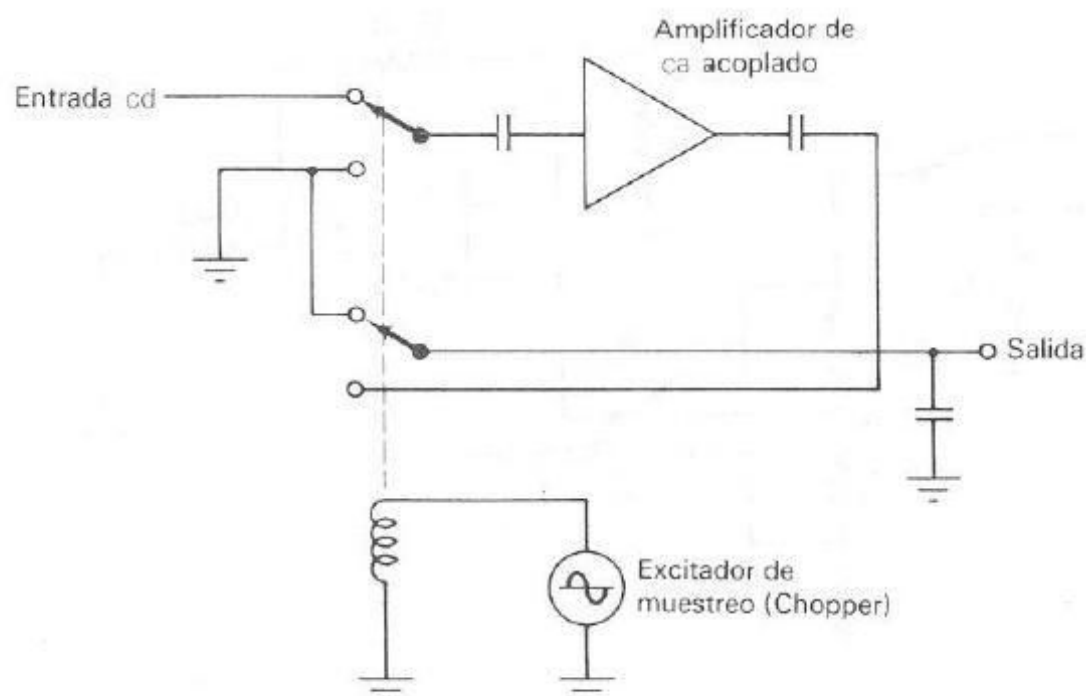


Figura 6-3. Amplificador de ca acoplado; sirve para amplificar señales de cd si la entrada y la salida son muestreadas con el circuito mostrado.

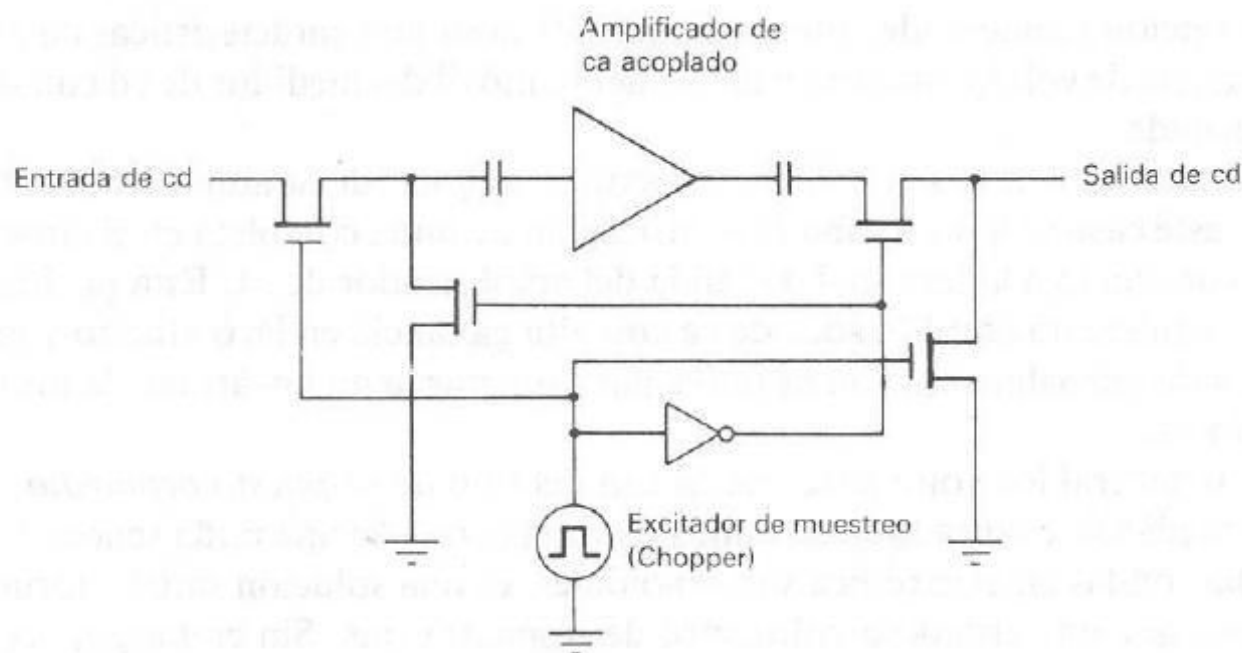


Figura 6-4. Circuito muestreador totalmente eléctrico que utiliza transistores de efecto de campo.

tes dependiendo de la temperatura se pueden generar pequeños voltajes. El muestreador se diseña para reducir estos voltajes de origen térmico.

El muestreador electromecánico, por ser un dispositivo mecánico, tiene un lapso de vida relativamente corto comparado con otros dispositivos electrónicos. Se han diseñado varios tipos de muestreadores completamente electrónicos para reemplazar el venerable muestreador mecánico. La característica más importante del muestreador es que no debe introducir corriente alguna al circuito, que es muestreado por un muestreador, en especial el muestreador de entrada. Se utilizan transistores bipolares, dispositivos activados por luz y transistores de efecto de campo para el muestreador, (entre éstos, el más efectivo es el MOS). Puesto que el transistor MOS no tiene uniones como una fuente de corriente de fuga, se transmite muy poca corriente de la señal muestreada a la entrada. La figura 6-4 muestra un muestreador serie/paralelo que usa dos transistores de efecto de campo MOS. La señal muestreada pasa al inversor, el cual excita los dos FET muestreadores, uno en cada medio ciclo de muestreo.

La impedancia de entrada del amplificador muestreador estabilizado es muy alta para corriente directa. Veamos el amplificador chopper estabilizado: el muestreador en serie conmuta la entrada al amplificador de ca acoplado cada medio ciclo; sin embargo, ya que el amplificador es acoplado en ca, parece como una resistencia infinita a corriente directa. El interruptor muestreador en serie se abre antes que el interruptor en derivación se cierre, por lo que no hay camino a tierra.

6-3 VOLTÍMETROS DE CA CON RECTIFICADORES

Los voltímetros electrónicos de ca son básicamente idénticos a los de cd, excepto que se debe rectificar el voltaje de entrada antes de aplicarlo al circuito medidor de cd. En algunos casos, la rectificación se efectúa *antes* de la amplificación; es decir, el circuito rectificador de un diodo precede al amplificador y al medidor (figura 6-5a.)

Esta opción requiere idealmente un amplificador con características de arrastre cero, ganancia de voltaje unitaria y un elemento móvil del medidor de cd con sensibilidad adecuada.

En la alternativa, la señal de ca se rectifica *después* de la amplificación (figura 6-5b). En este caso se lleva a cabo la rectificación de onda completa en el circuito del medidor conectado a la terminal de salida del amplificador de ca. Esta opción generalmente requiere un amplificador de ca con alta ganancia en lazo abierto y grandes cantidades de retroalimentación negativa para superar la no linealidad de los diodos rectificadores.

Por lo general los voltímetros de ca son del tipo de *respuesta promedio*, con la escala de medición calibrada en términos de valores rms de una onda senoidal. Dado que muchas ondas en electrónica son senoidales, es una solución satisfactoria y menos costosa que un verdadero voltímetro de respuesta rms. Sin embargo, las ondas no senoidales causan lecturas altas o bajas con este tipo de medidores, según el factor de forma de la onda.

Algunos circuitos rectificadores básicos se muestran en la figura 6-6. El diodo conectado en serie de la figura 6-6a proporciona rectificación de media onda, y se genera un valor promedio del voltaje de media onda a través de la resistencia que se aplica a las terminales de entrada del amplificador de cd. La rectificación de onda completa puede obtenerse del circuito puente de la figura 6-6b, donde el valor promedio de la onda senoidal se aplica al amplificador y al circuito de medición. El circuito

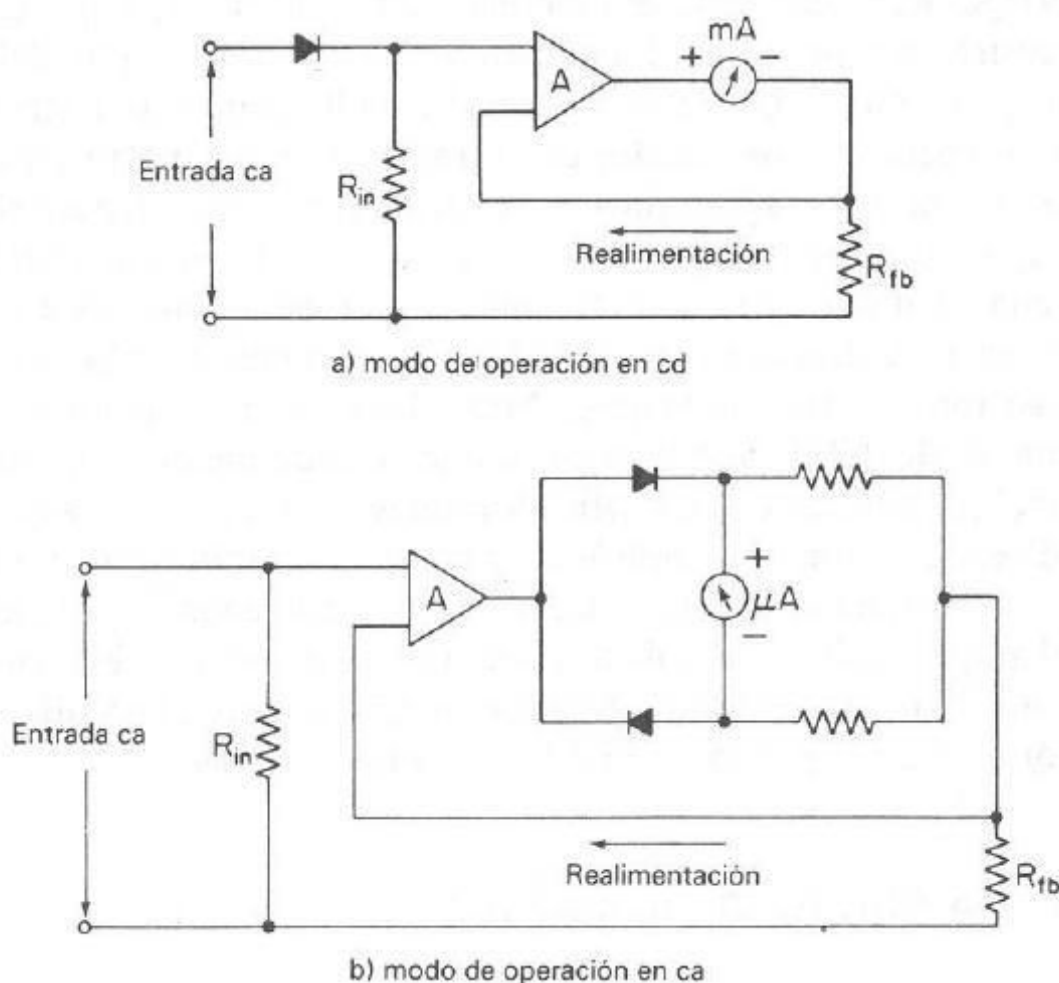


Figura 6-5. Circuitos del voltímetro de ca básico. *a)* La señal de ca de entrada primero se rectifica y después se aplica al amplificador de cd y al galvanómetro medidor de corriente; *b)* la señal de ca de entrada primero se amplifica y después se aplica a un rectificador de onda completa en el circuito del medidor.

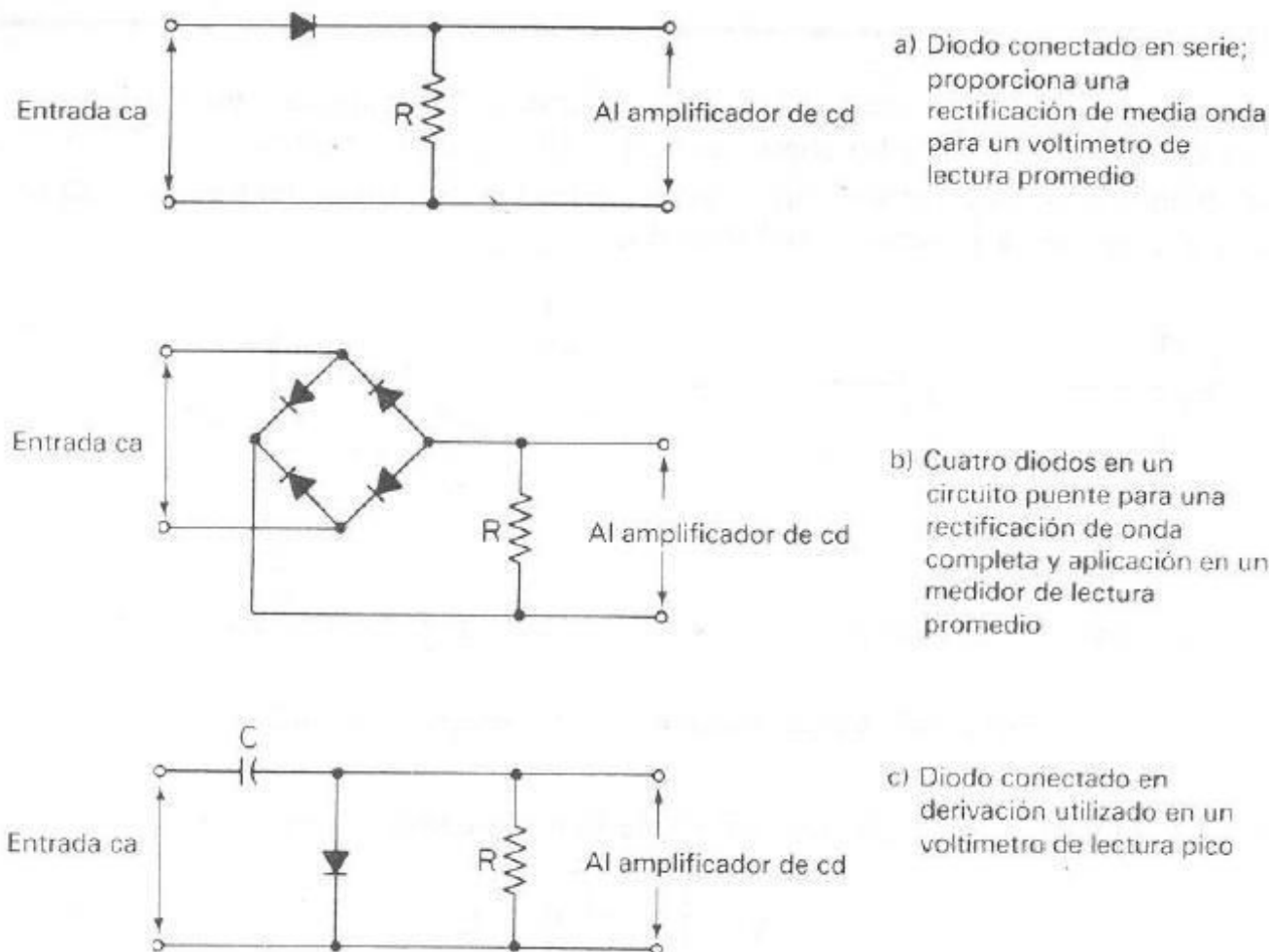


Figura 6-6. Circuitos rectificadores utilizados en voltímetros de ca.

de la figura 6-6c puede utilizarse cuando se llega a requerir la medición del valor pico de una onda en lugar del valor promedio. En este circuito el diodo rectificador carga el pequeño capacitor al valor pico del voltaje de entrada aplicado y, por lo tanto, el medidor indicará el voltaje pico. En la mayoría de los casos, la escala de medición se calibra en términos de valores pico y rms para ondas senoidales de entrada.

El valor rms de una onda de voltaje que tiene iguales variaciones positivas y negativas se relaciona con el valor promedio por el factor de forma. Dicho factor, se define como la relación del valor rms y el valor promedio de la onda, se puede expresar de la siguiente manera para una senoidal.

$$\begin{aligned}
 k &= \frac{\sqrt{(1/T) \int_0^T e^2 dt}}{(2/T) \int_0^{T/2} e dt} = \frac{\sqrt{(\omega/2\pi) \int_0^{2\pi/\omega} E_m \sin^2 \omega t dt}}{(\omega/\pi) \int_0^{\pi/\omega} E_m \sin \omega t dt} \\
 &= \frac{\sqrt{(E_m^2/4\pi) [\omega t - \sin \omega t \cos \omega t]_0^{2\pi/\omega}}}{(E_m/\pi) [-\cos \omega t]_0^{\pi/\omega}} = \frac{E_m 0.707}{E_m 0.636} = 1.11 \quad (6-1)
 \end{aligned}$$

Por lo tanto, cuando un voltímetro de respuesta promedio tiene marcas de escala correspondientes al valor rms aplicado de la onda senoidal de entrada, tales marcas se corrigen por un factor de 1.11 del valor real (promedio) del voltaje aplicado.

Cuando se aplican ondas no senoidales a este voltímetro, éstas originan tanto lecturas altas como bajas, según el factor de forma de la onda. Una ilustración del efecto de ondas no senoidales sobre un voltímetro de ca se presenta en los ejemplos 6-1 y 6-2.

EJEMPLO 6-1

El voltaje de onda cuadrada simétrica de la figura 6-7a se aplica a un voltímetro de ca de respuesta promedio con una escala calibrada en términos del valor rms de una onda senoidal. Calcúlese a) el factor de forma de la onda cuadrada de voltaje, b) el error en la indicación del medidor.

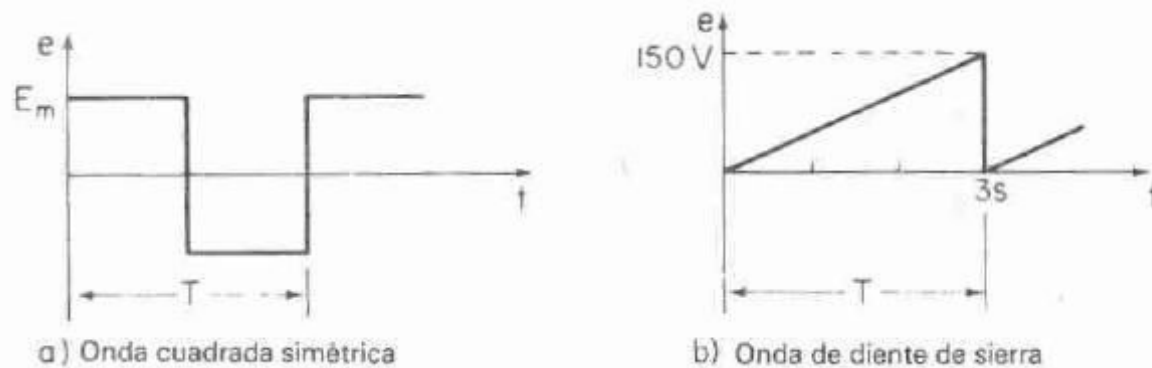


Figura 6-7. Ondas utilizadas en los ejemplos 6-1 y 6-2.

SOLUCION a) el valor rms de voltaje de la onda cuadrada es

$$E_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt} = E_m$$

y el valor promedio es

$$E_{\text{av}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} e dt = E_m$$

entonces, el factor de forma es, por definición,

$$k = \frac{E_{\text{rms}}}{E_{\text{av}}} = 1$$

b) La escala del medidor está calibrada en términos de los valores rms de una onda senoidal de voltaje, donde $E_{\text{rms}} = k \times E_{\text{av}} = 1.11 E_{\text{av}}$. Para el voltaje de onda cuadrada $E_{\text{rms}} = E_{\text{av}}$, ya que $k = 1$. Por lo tanto, la indicación del medidor es más *alta* por el factor de $k_{\text{onda senoidal}}/k_{\text{onda cuadrada}} = 1.11$. El factor de error es igual a

$$\frac{1.11 - 1}{1} \times 100\% = 11\%$$

EJEMPLO 6-2

Repítase el 6-1 si el voltaje aplicado al medidor consta de una onda diente de sierra con un valor pico de 150 V y un periodo de 3 segundos como se muestra en la figura 6-7b.

SOLUCION a) La expresión analítica para la onda de diente de sierra entre los límites de $t = 0$ y $t = T = 3$ s es $e = 50t$ V. Por lo tanto

$$E_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{3} \int_0^3 (50t)^2 dt} = 50 \sqrt{3} \text{ V}$$

$$E_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T e \, dt = \frac{1}{3} \int_0^3 50t \, dt = 75 \, \text{V}$$

$$\text{Factor de forma, } k = \frac{50\sqrt{3}}{75} = 1.155$$

b) La relación de los dos factores de forma de onda es

$$\frac{k_{\text{onda senoidal}}}{k_{\text{diente de sierra}}} = \frac{1.11}{1.155} = 0.961$$

La indicación del medidor es *más baja* por un factor de forma de 0.961. El porcentaje de error es igual a

$$\frac{0.961 - 1}{1} \times 100\% = -3.9\%$$

Los ejemplos 6-1 y 6-2 señalan que cualquier variación de la onda senoidal pura puede causar un error apreciable en el resultado de la medición.

6-4 VOLTÍMETRO DE RESPUESTA RMS VERDADERA

Las ondas complejas se miden con más precisión mediante un *voltímetro de respuesta rms*. Este instrumento produce una indicación de medición detectando la *potencia calorífica* de la onda, la cual es proporcional al cuadrado del valor rms del voltaje. Esta potencia calorífica se puede medir alimentando la señal de entrada y amplificada al elemento calefactor de un *termopar*, cuyo voltaje de salida es proporcional a E_{rms}^2 .

Una dificultad con esta técnica es que el termopar adopta frecuentemente un comportamiento no lineal. Esto se supera en algunos instrumentos colocando dos termopares en el mismo ambiente térmico, como se ilustra en el diagrama de bloques del voltímetro de respuesta rms verdadera de la figura 6-8. El efecto del comporta-

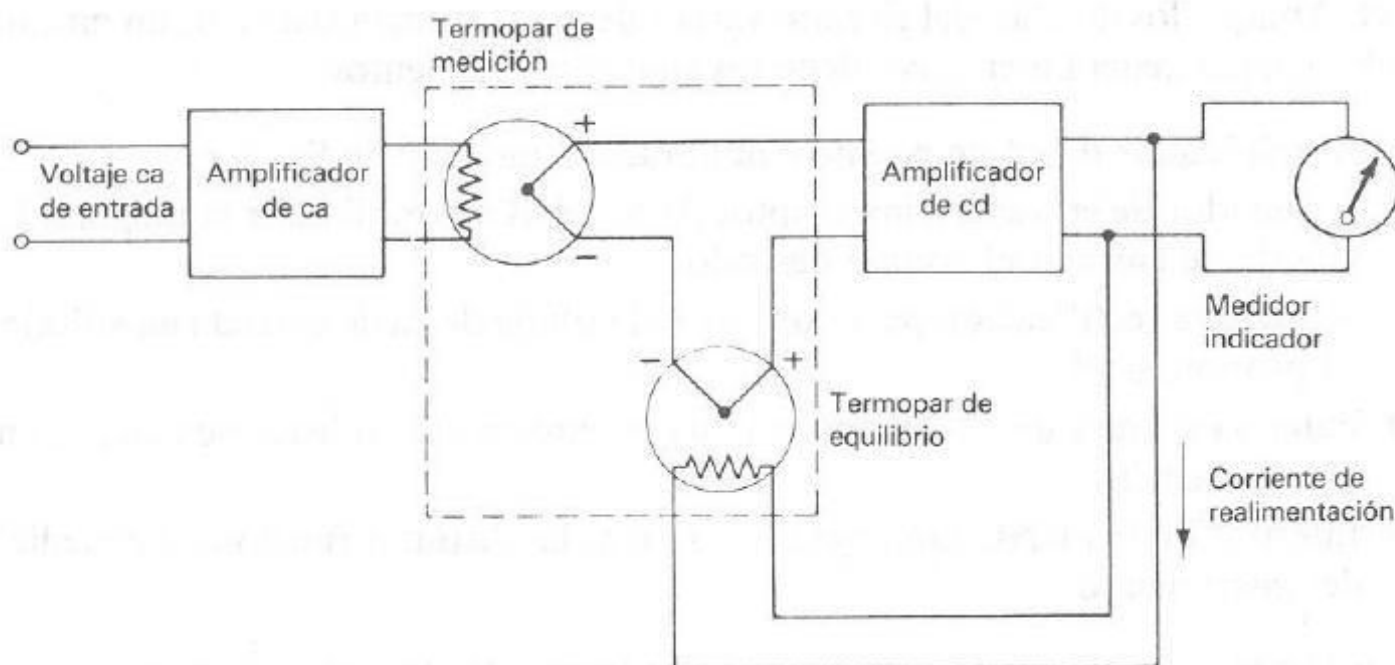


Figura 6-8. Diagrama de bloques de un voltímetro de lectura rms verdadera. Los termopares de medición y equilibrio se colocan en el mismo ambiente térmico

miento no lineal del termopar en el circuito de entrada (termopar de medición) se cancela por los efectos similares no lineales del termopar en el circuito de realimentación (termopar de equilibrio). Los dos termopares forman parte de un puente en el circuito de entrada de un amplificador de cd. El voltaje de entrada de ca desconocido se amplifica y se aplica al elemento calorífico del termopar de medición. La aplicación de calor produce un voltaje de salida que altera el equilibrio del puente. El voltaje de desequilibrio es amplificado por el amplificador de cd y pasa de nuevo al elemento calorífico del termopar de equilibrio. El equilibrio del puente se restablece cuando la corriente de realimentación libera suficiente calor al termopar de equilibrio, de forma que los voltajes de salida de ambos termopares son iguales. En este punto la corriente de cd en el elemento calorífico del par de realimentación es igual a la corriente de ca en el termopar de entrada. La corriente de cd es, por lo tanto, directamente proporcional al valor eficaz o rms del voltaje de entrada y se indica en el movimiento del medidor en el circuito de salida del amplificador de cd. El valor rms verdadero se mide cualquiera que sea la forma de onda de la señal de ca, se debe considerar que los voltajes pico de la forma de onda no excedan el límite dinámico del amplificador de ca.

Un voltímetro de respuesta rms de laboratorio, proporciona lecturas rms exactas para ondas complejas que tienen un *factor de cresta* (relación del valor pico al valor rms) de 10/1. Al 10% de la deflexión del medidor, donde hay menos riesgo de que se sature el amplificador, se pueden medir ondas con factores de cresta tan altos como 100/1. Se pueden medir voltajes dentro desde 100 μV a 300 V con rangos de frecuencias desde 10 Hz a 10 MHz con los mejores instrumentos.

6-5 MULTIMETRO ELECTRONICO

6-5.1 Circuito básico

Uno de los instrumentos de propósito general más versátiles, capaz de medir voltajes de cd y ca, corriente y resistencia, es el multímetro electrónico de estado sólido o VOM. Aunque los detalles del circuito varían de un instrumento a otro, un multímetro electrónico generalmente contiene los siguientes elementos:

- a) Amplificador de cd de puente-equilibrado y medidor indicador
- b) Atenuador de entrada o interruptor de RANGO, para limitar la magnitud del voltaje de entrada al voltaje deseado
- c) Sección de rectificación para convertir el voltaje de ca de entrada en voltaje de cd proporcional
- d) Batería interna y un circuito adicional para proporcionar la capacidad para medir resistencias
- e) Interruptor de FUNCION, para seleccionar las distintas funciones de medición del instrumento

Además, el instrumento suele incluir una fuente de alimentación para su operación con la línea de ca y, en la mayoría de los casos, una o más baterías para operarlo como instrumento portátil de prueba.

En la figura 6-9 se esquematiza un amplificador de cd de puente equilibrado que utiliza transistores de efecto de campo FET. El circuito también es aplicable a un amplificador puente con transistores bipolares ordinarios BJT. El circuito mostrado consiste de dos FET los cuales deben ser lo más idénticos posible en ganancia de corriente y asegurar la estabilidad térmica del circuito. Los dos FET forman los brazos superiores del circuito puente. Las resistencias de fuente R_1 y R_2 , con la resistencia de ajuste de cero R_3 , forman los brazos inferiores del puente. El medidor de elemento móvil se conecta entre las terminales de fuente de los FET, que representan dos esquinas opuestas del puente.

Sin señal de entrada, las terminales compuerta de los FET están a un potencial de tierra y los transistores operan en condiciones estáticas idénticas. En este caso el puente está en equilibrio y la indicación del medidor es cero. Pero en la práctica, las pequeñas diferencias en las características de operación de los transistores y las ligeras diferencias en los valores de las resistencias causan cierto desequilibrio en las corrientes del drenador, y el medidor presenta una pequeña deflexión a partir del cero. Para regresar el medidor a cero, el circuito se equilibra mediante el control de ajuste CERO R_3 para una verdadera indicación nula.

Cuando un voltaje positivo se aplica a la compuerta de entrada del transistor Q_1 , la corriente de drenado se incrementa, lo que eleva el voltaje en la terminal fuente. El desequilibrio resultante entre los voltajes de fuente de Q_1 y Q_2 es indicado por el elemento móvil del medidor, cuya escala está calibrada de acuerdo con la magnitud del voltaje de entrada aplicado.

El voltaje máximo que se puede aplicar a la compuerta de Q_1 está determinado por el rango de operación del FET y comúnmente es de algunos volts. El rango de voltajes de entrada se amplía con facilidad mediante un atenuador de entrada o conmutador de RANGO (figura 6-10). El voltaje de entrada desconocido de cd se aplica a la punta de prueba con impedancia grande y de ahí a un divisor de voltaje resistivo.

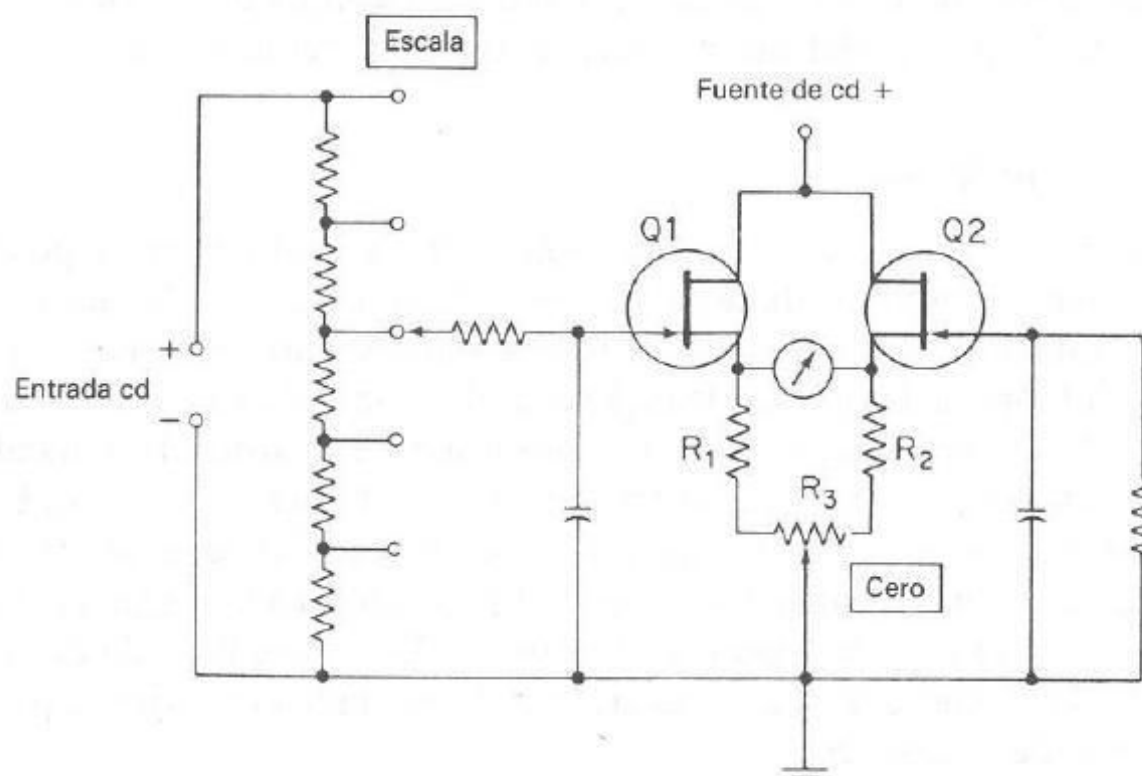


Figura 6-9. Amplificador de cd de puente equilibrado con atenuador de entrada y medidor de indicación.

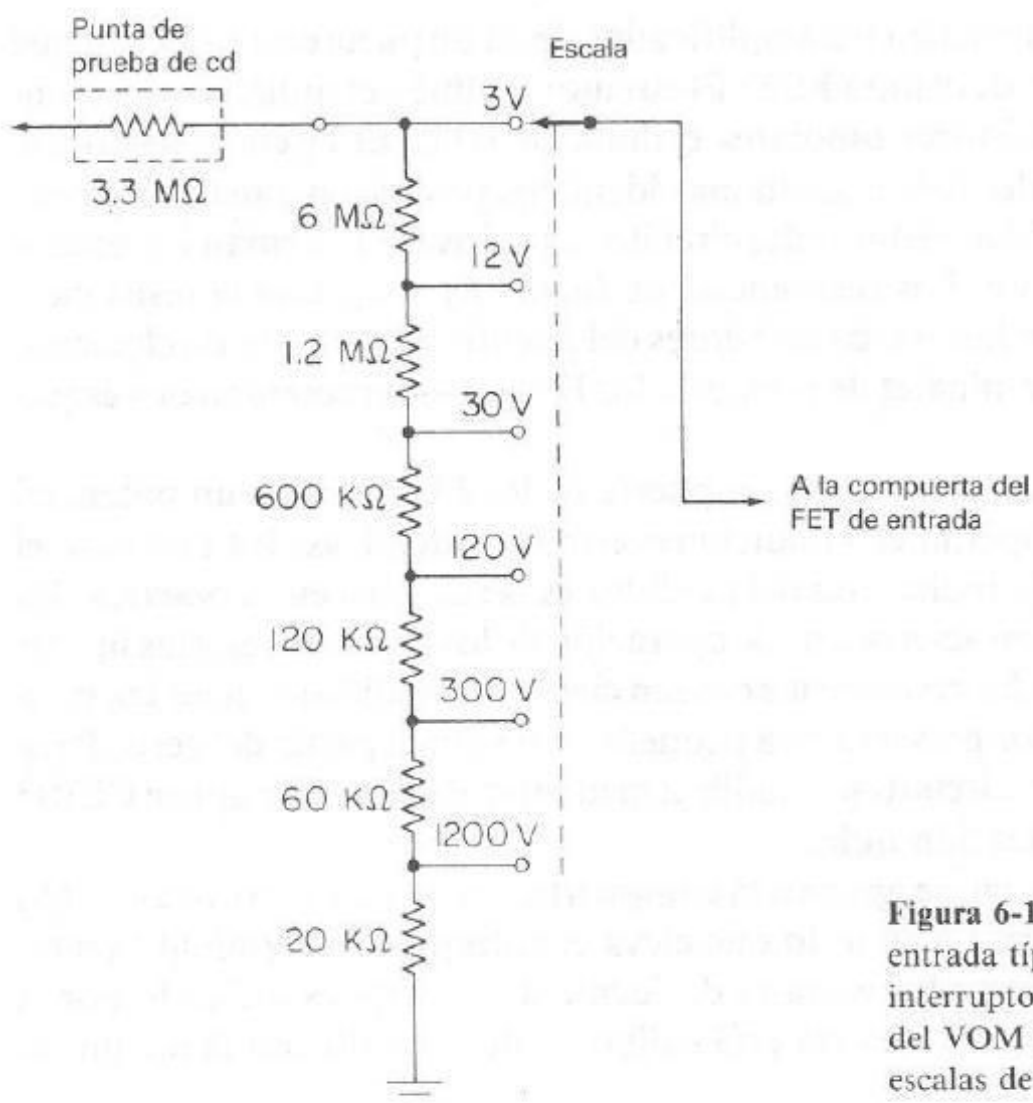


Figura 6-10. Atenuador de voltaje de entrada típico para un VOM. El interruptor RANGO en el panel frontal del VOM permite la selección de las escalas de voltaje.

De esta forma, con el conmutador de RANGO en la posición 3 V como se muestra, el voltaje en la compuerta a la entrada del FET se desarrolla a través de los 8 MΩ de la resistencia total de 11.3 MΩ y el circuito queda arreglado para que el medidor deflexione a escala completa con 3 V aplicados a la punta de prueba. Con el conmutador de RANGO en la posición de 12 V, el voltaje de compuerta se desarrolla a través de 2 MΩ de la resistencia divisora total de 11.3 MΩ y un voltaje de entrada de 12 V se requiere para dar la misma deflexión a escala completa del medidor.

6-5.2 Rangos de resistencia

Cuando el interruptor de funciones del multímetro se coloca en la posición de OHMS, la resistencia desconocida se conecta en serie con una batería interna y el medidor mide la caída de voltaje a través de la resistencia desconocida. Un circuito típico se muestra en la figura 6-11, en donde está separada una red divisora, utilizada sólo para medición de resistencias, provista de varios rangos de resistencia. Cuando se conecta una resistencia desconocida a las terminales OHMS del multímetro, la batería de 1.5 V suministra corriente a través de una de las resistencias de rango y la resistencia desconocida a tierra. La caída de voltaje V_x y R_x se aplica a la entrada del amplificador puente y origina una deflexión en el medidor. Dado que la caída de voltaje en R_x es directamente proporcional a su resistencia, la escala del medidor se puede calibrar en términos de la resistencia.

Nótese que la escala de resistencia del multímetro lee incrementos de resistencia de izquierda a derecha, de manera opuesta al modo en que se leen las escalas de resis-

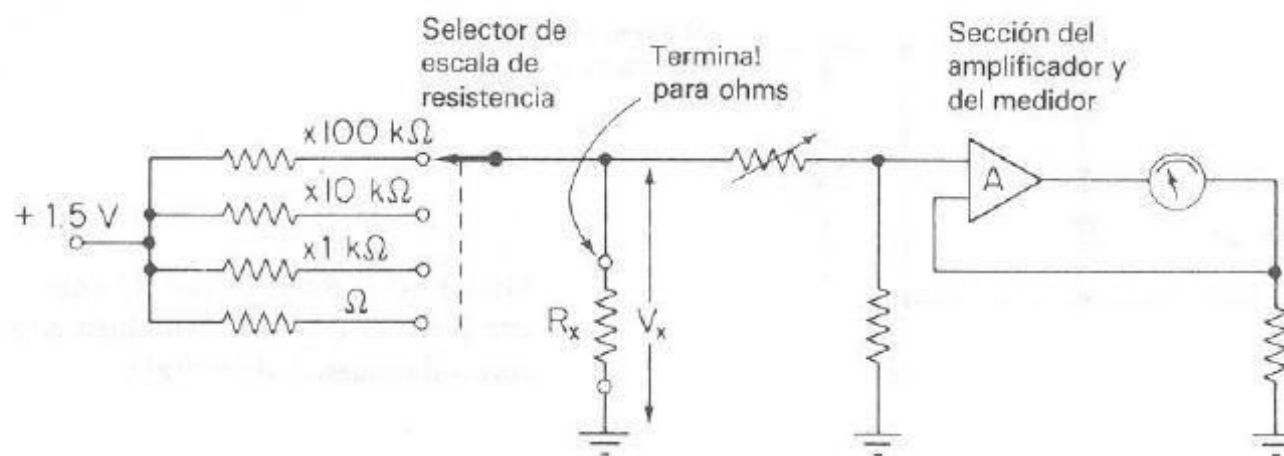


Figura 6-11. Circuito selector de escala de resistencia de un VOM.

tencia en los multímetros convencionales (sección 4-9). Esto era de esperarse ya que los multímetros electrónicos leen una resistencia mayor conforme el voltaje es mayor, mientras que el multímetro ordinario indica una resistencia mayor a una corriente menor.

6-5.3 Multímetro comercial

El circuito de medición simplificado de un VOM comercial de estado sólido se presenta en la figura 6-12. El voltaje de cd del divisor de voltaje de entrada (figura 6-9) se

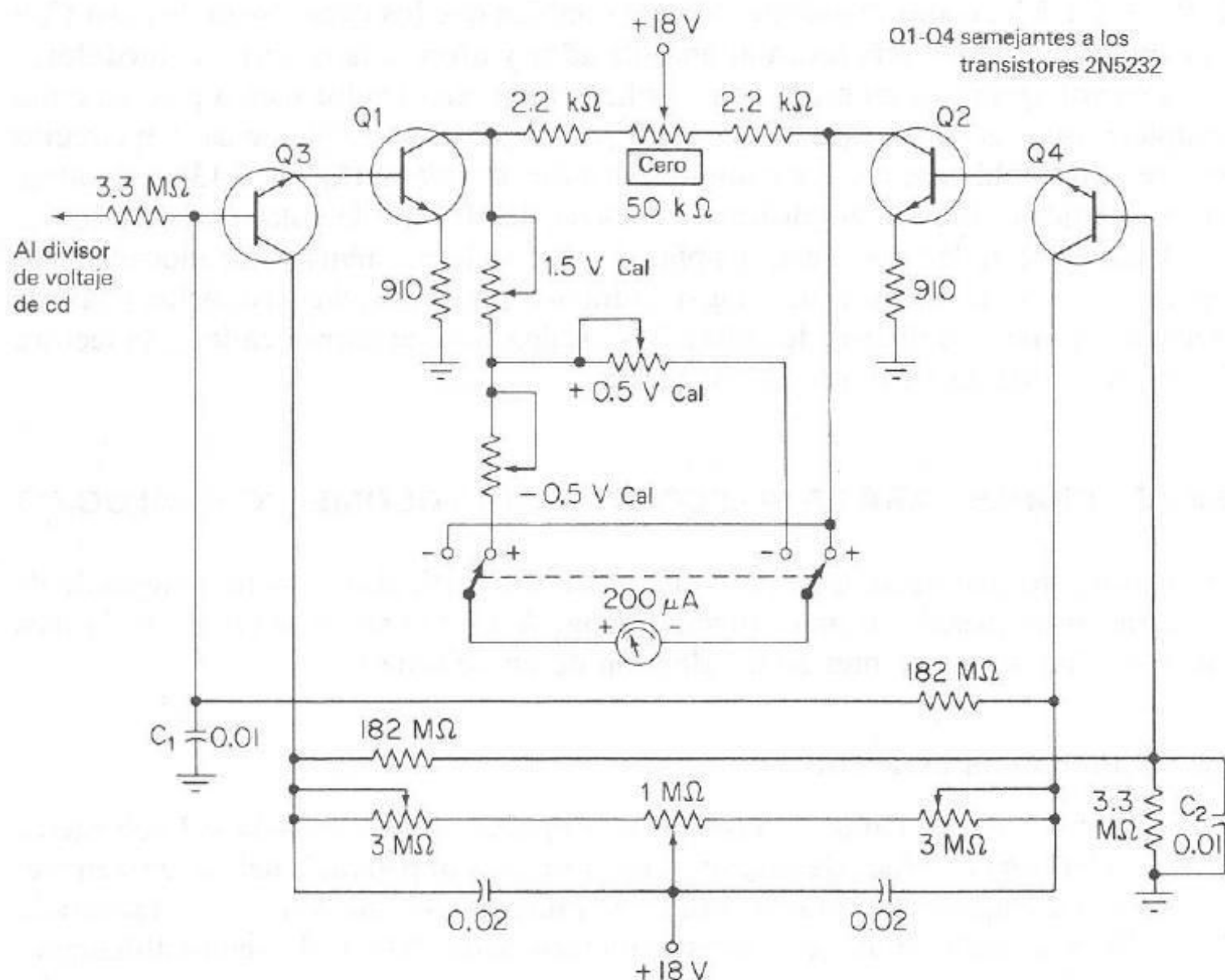


Figura 6-12. Circuito de medición típico de un VOM de estado sólido.

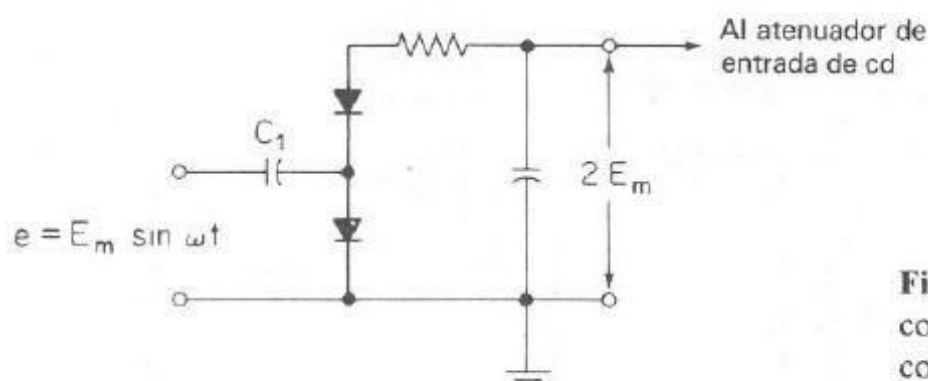


Figura 6-13. Rectificador de onda completa pico a pico. También conocido como duplicador de voltaje.

aplica a las bases de los transistores preamplificadores puente Q_3 y Q_4 . Los emisores seguidores proporcionan una impedancia de entrada considerada infinita y presentan una carga mínima al divisor de voltaje de entrada de alta resistencia. Los transistores preamplificadores Q_3 y Q_4 excitan las bases de los transistores amplificadores del puente, Q_1 y Q_2 , respectivamente. Las impedancias de entrada de Q_1 y Q_2 son muy altas debido a sus resistencias de emisor deshabilitadas que previenen la carga de los emisores de Q_3 y Q_4 . El voltaje de salida del amplificador puente se indica en el medidor de $200 \mu\text{A}$, conectado entre los colectores de Q_1 y Q_2 . El control CERO en el panel frontal equilibra la salida del amplificador del medidor con señal cero de entrada. Ajustes internos permiten la calibración del medidor con dos voltajes de prueba exactos de 0.5 V y 1.5 V , respectivamente. Nótese también que los capacitores de paso C_1 y C_2 evitan que lleguen señales ca al amplificador y afecten la lectura del medidor.

Los voltajes de ca en medición se aplican a un rectificador pico a pico de onda completa, que carga un capacitor al valor pico a pico de la señal de ca. Un circuito de este tipo también se conoce como *duplicador de voltaje* (figura 6-13). El voltaje de ca rectificado pasa al amplificador a través del divisor de voltaje de RANGO.

Cuando se mide resistencia, se aplica 1.5 V cd a la resistencia desconocida a través de una de las resistencias de rango (figura 6-11). La resistencia conocida y la desconocida forman un divisor de voltaje y su salida pasa al amplificador y la lectura del medidor está en términos de resistencia.

6-6 CONSIDERACIONES PARA LA SELECCION DE UN VOLTIMETRO ANALOGICO

El instrumento más apropiado para una medición particular de voltaje depende de la operación requerida en una situación dada. A continuación se resumen algunas consideraciones importantes en la selección de un voltímetro.

6-6.1 Impedancia de entrada

Para evitar efectos de carga, la resistencia o impedancia de entrada del voltímetro debe ser al menos un orden de magnitud mayor que la impedancia del circuito en medición. Por ejemplo, cuando se utiliza un voltímetro con una resistencia de entrada de $10 \text{ M}\Omega$ para medir el voltaje a través de un resistor de $100 \text{ k}\Omega$, el circuito difícilmente es alterado y el efecto de carga del medidor sobre el circuito es despreciable. Sin embargo, el mismo circuito colocado en una resistencia de $10 \text{ M}\Omega$ carga significativa-

mente el circuito y origina un error en la medición de alrededor del cincuenta por ciento.

La impedancia de entrada del voltímetro es una función de la capacitancia inevitable en las terminales de entrada. El efecto de carga del medidor es muy notable a altas frecuencias, cuando la capacitancia de entrada en paralelo reduce la impedancia de entrada.

En algunas aplicaciones, se puede utilizar una punta de prueba con divisor de voltaje pasivo para reducir la capacitancia de entrada en el punto de medición, sacrificando tal vez 20 dB de sensibilidad. Con una punta de prueba así, se pueden efectuar fácilmente las mediciones en puntos aleatorios sin perturbar el circuito a prueba.

6-6.2 Rangos de voltaje

Los rangos de voltaje en la escala del medidor pueden estar en la secuencia 1-3-10 con 10 dB de separación, en la secuencia 1.5-5-15 o en una sola escala calibrada en decibeles. En cualquier caso, las divisiones de la escala deben ser compatibles con la exactitud del instrumento. Por ejemplo, un medidor lineal con una exactitud del 1% a plena escala debe tener 100 divisiones en la escala de 1.0 V, de manera que se pueda leer con facilidad el uno por ciento. Un instrumento con dicho porcentaje o menor también debe tener un espejo como fondo de la escala para reducir el paralaje y mejorar la exactitud.

6-6.3 Decibeles

El uso de una escala en decibeles puede ser muy efectivo para realizar mediciones que cubran amplios rangos de voltajes. Una medición de esta clase se encuentra, por ejemplo, en la curva de respuesta en frecuencia de un amplificador o un filtro, donde el voltaje de salida se mide en función de la frecuencia del voltaje de entrada aplicado. Casi todos los voltímetros con escalas en dB se calibran en dBm, referidas a alguna impedancia particular. La referencia 0 dBm para un sistema de 600 Ω es 0.7746 V; para un sistema de 50 Ω , 0.2236 V. En muchas aplicaciones sólo es necesaria la referencia 0 dB. En este caso, 0 dBv (relativo a 1 V) se puede utilizar para cualquier sistema de impedancias.

6-6.4 Sensibilidad contra ancho de banda

El ruido es una función del ancho de banda. Un voltímetro con ancho de banda amplio detecta y genera más ruido que uno que opera en un rango de frecuencias estrecho. En general, un instrumento con un ancho de banda de 10 Hz a 10 MHz tiene una sensibilidad de 1 mV. Un voltímetro con un ancho de banda que se extiende sólo hasta 5 MHz puede tener una sensibilidad de 100 μ V.

6-6.5 Operación con batería

Para el trabajo de campo, es esencial un voltímetro alimentado con batería interna. Si el área presenta algunos problemas de interferencia es preferible un instrumento

de baterías que un voltímetro energizado por línea para eliminar los caminos de tierra.

6-6.6 Mediciones de corriente en ca

Las mediciones de corriente se pueden realizar con un voltímetro sensible de ca y una resistencia en serie. En el caso habitual, se utiliza una *punta de prueba de corriente* de ca, la cual permite que el operador mida la ca sin perturbar el circuito a prueba. La punta de prueba de corriente se sujeta alrededor del cable que lleva la corriente desconocida. Este simple hecho convierte el cable en el primario de una vuelta de un transformador formado por un núcleo de ferrita y en el secundario con varias vueltas dentro del cuerpo de la punta de prueba de corriente. La señal originada en el devanado secundario se amplifica y el voltaje de salida del amplificador se aplica a un voltímetro de ca adecuado para su medición. Normalmente, el amplificador se diseña para que 1 mA en el cable que se está midiendo produzca 1 mV a la salida del amplificador. Entonces la corriente se lee directamente en el voltímetro, utilizando la misma escala que para mediciones de voltaje.

En *resumen*, a partir de las consideraciones anteriores se pueden establecer los siguientes parámetros:

- a) Para mediciones que abarcan aplicaciones de cd, selecciónese el medidor con la más amplia capacidad de acuerdo con los requerimientos del circuito.
- b) Para mediciones que abarcan ondas senoidales con sólo cantidades moderadas de distorsión ($< 10\%$) el voltímetro de respuesta promedio proporciona la mayor exactitud y sensibilidad por dólar invertido.
- c) Para mediciones de alta frecuencia (> 10 MHz), el voltímetro de respuesta pico con entrada de prueba de diodo es la elección más económica. Los circuitos de respuesta pico son aceptables si las imprecisiones causadas por la distorsión en la onda de entrada son tolerables.
- d) Para mediciones donde es importante determinar la potencia efectiva de ondas que partan de la senoidal real, el voltímetro de respuesta rms verdadera es la elección apropiada.

6-7 VOLTÍMETROS DIGITALES

6-7.1 Características generales

El voltímetro digital (DVM) presenta mediciones de voltajes de cd o ca como numerales discretos, en lugar de una deflexión del indicador sobre una escala continua como en los dispositivos analógicos. La presentación numérica es una ventaja en muchas aplicaciones, ya que reduce errores de lectura e interpolación, elimina el error de paralaje, incrementa la velocidad de lectura y, frecuentemente, proporciona la salida en forma digital adecuada al procesamiento o grabación posterior.

El DVM es un instrumento versátil y exacto, con muchas aplicaciones de medición en el laboratorio. A partir del desarrollo y perfección de los circuitos integrados (IC) se han reducido de manera considerable: tamaño, requerimientos en potencia y

el costo del DVM. Además, el dispositivo, puede competir con los instrumentos analógicos convencionales, tanto en portatilidad como en precio.

Las cualidades del DVM se ilustran mejor presentando algunas características típicas de operación y de comportamiento. Las siguientes especificaciones no se aplican a un instrumento en particular, pero sí representan información válida actualmente:

- a) *Rango de entrada*: desde ± 1.000000 V a $\pm 1\,000.000$ V, con selección automática de rango e indicación de sobrecarga.
- b) *Exactitud absoluta*: tan alta como el $\pm 0.005\%$ de la lectura.
- c) *Estabilidad*: término-corto, 0.002% de la lectura para un periodo de 24-h; término-largo, 0.008% de la lectura para un periodo de seis meses.
- d) *Resolución*: 1 parte en 10^6 ($1\,\mu\text{V}$ se puede leer en el rango de entrada de 1-V).
- e) *Características de entrada*: Resistencia de entrada de $10\,\text{M}\Omega$; capacitancia de entrada de $40\,\text{pF}$.
- f) *Calibración*: El patrón interno de calibración permite cumplir ésta, sea cual sea el circuito de medición; derivada de la fuente estabilizada de referencia.
- g) *Señales de salida*: Comandos de impresión que permiten la salida a impresora; salida BCD (decimal codificado binario) para registro o procesamiento digital.

Las características opcionales pueden incluir circuitería adicional para medir corriente, resistencia y relaciones de voltajes. Se pueden medir otras variables físicas mediante transductores adecuados.

Los voltímetros digitales pueden clasificarse según las siguientes categorías:

- a) DVM tipo-rampa.
- b) DVM integrador.
- c) DVM de balance continuo.
- d) DVM de aproximaciones sucesivas.

6-7.2 DVM tipo-rampa

El principio de operación de un DVM tipo-rampa se basa en la medición del tiempo que tarda en elevarse un voltaje lineal de rampa desde un nivel 0 V hasta el nivel del voltaje de entrada. Este intervalo se mide con un contador electrónico de intervalos de tiempo, y el conteo se exhibe como una serie de dígitos en tubos electrónicos indicadores.

El diagrama de ondas de la figura 6-14 ilustra la conversión de voltaje a intervalo de tiempo. En el inicio del ciclo de medición principia una rampa de voltaje; este voltaje puede tener sentido positivo o negativo. La rampa en sentido negativo (figura 6-14) se compara continuamente con el voltaje desconocido de entrada. En el instante en que el voltaje de rampa es igual al voltaje desconocido, un circuito coincidente o comparador genera un pulso el cual abre una compuerta (diagrama de bloques, figura 6-15). El voltaje de rampa continúa disminuyendo con el tiempo hasta que alcanza

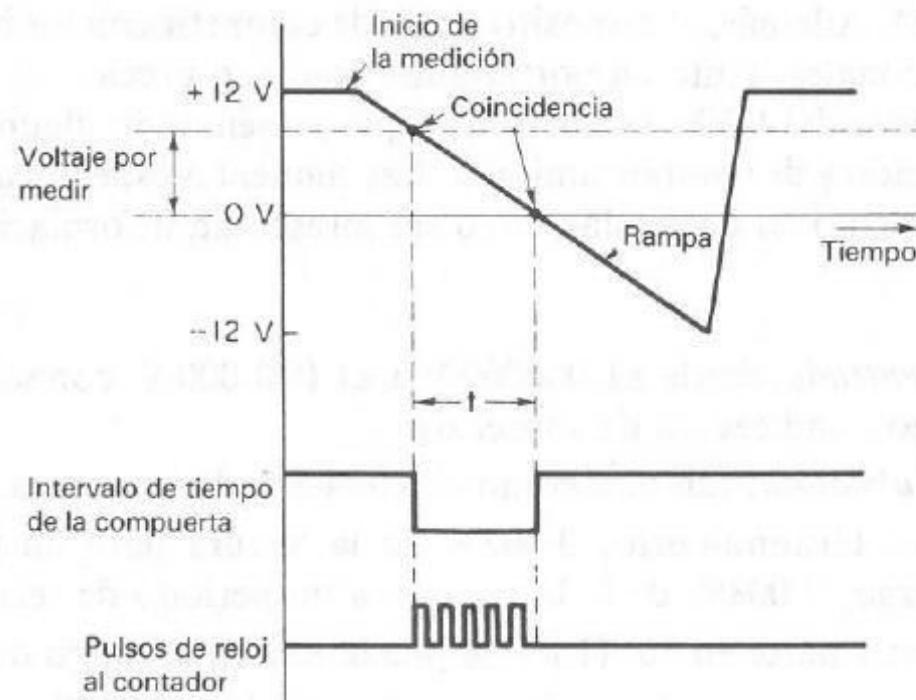


Figura 6-14. Conversión de voltaje a tiempo mediante compuerta con pulsos de reloj.

los 0 V (o potencial de tierra) y un segundo comparador genera un pulso de salida que cierra la compuerta.

Un oscilador genera pulsos de reloj los cuales pasan a través de una compuerta a varias unidades de conteo de décadas (DCU) que totalizan el número de pulsos que pasan por la compuerta. El número decimal, exhibido por los tubos indicadores asociados con el DCU, es una medida de la magnitud del voltaje de entrada.

El multivibrador de relación de muestreo determina la relación a la cual se inician los ciclos de medición. Por lo general se puede ajustar la oscilación de este multivibrador por medio de un control en el panel frontal, marcado como *rate*, desde unos cuantos ciclos por segundo hasta 1 000 o más. El circuito de relación de muestreo proporciona un pulso de inicialización para que el generador de rampa inicie el siguiente

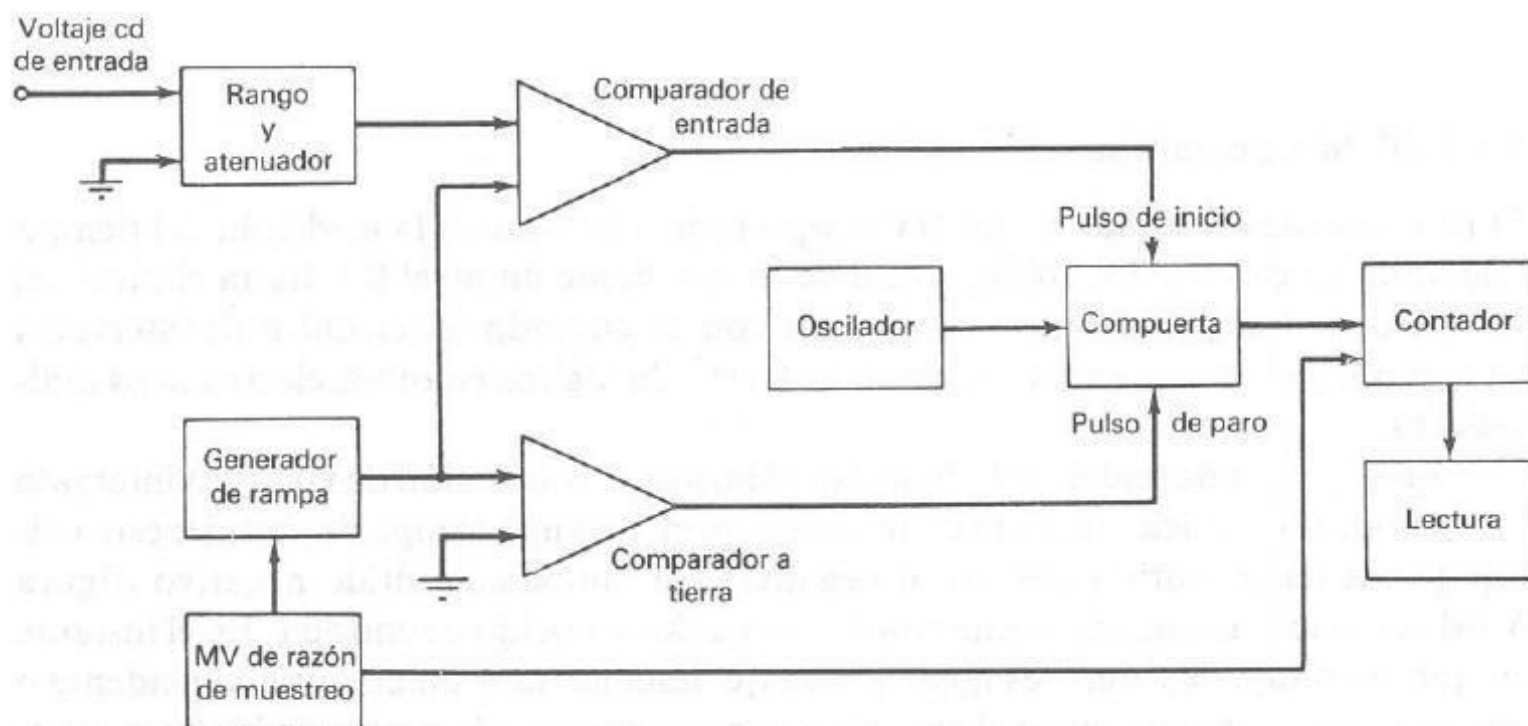


Figura 6-15. Diagrama de bloques de un voltímetro digital tipo rampa.

voltaje de rampa. Al mismo tiempo se genera un pulso de restablecimiento que retorna las DCU a su estado 0, con lo que se elimina momentáneamente la exhibición de los tubos indicadores.

6-7.3 DVM rampa-escalera

El DVM rampa-escalera se presenta en el diagrama de bloques de la figura 6-16. Es una variación del DVM tipo-rampa, un poco más simple en su diseño total. Así se tiene un instrumento de propósito general, a precio moderado, que puede utilizarse en el laboratorio, en la elaboración de patrones de prueba, en talleres de reparación y en estaciones de inspección.

Este DVM efectúa mediciones de voltaje mediante la comparación del voltaje de entrada con un voltaje de rampa-escalera generado internamente. El instrumento de la figura 6-16 contiene un atenuador de entrada de $10\text{ M}\Omega$, que proporciona cinco rangos de entrada desde 100 mV hasta $1\,000\text{ V}$ a escala completa. El amplificador de cd, con una ganancia fija de 100, entrega 10 V al comparador en cualquiera de las posiciones de voltaje a escala completa del divisor de entrada. El comparador detecta la coincidencia entre el voltaje de entrada amplificado y el voltaje de rampa-escalera, el cual se genera conforme la medición procede a lo largo del ciclo.

Cuando se inicia el ciclo de medición, el reloj (un oscilador de relajación de 4.5 kHz) proporciona pulsos a tres DCU conectados en cascada. El contador de *unidades* proporciona un pulso de acarreo a década de *decenas* por cada diez pulsos de entrada. La década de *decenas* cuenta los pulsos de acarreo de la década de *unidades* y proporciona su propio pulso de acarreo después que cuenta diez pulsos de acarreo. Este pulso de acarreo pasa a la década de centenas, la cual proporciona un pulso de acarreo a un circuito de fuera de rango. Este circuito enciende un indicador en el panel frontal, alertando al operador cuando la capacidad de entrada del instrumento se ha excedido. El operador debe cambiar a la siguiente posición más alta en el atenuador de entrada.

Cada unidad del contador de décadas se conecta a un convertidor digital-analógico (D/A). Las salidas del convertidor D/A se conectan en paralelo y dan una corriente de salida proporcional al conteo de la corriente en los DCU. El amplificador escalera convierte la corriente D/A en un voltaje de escalera que se aplica al comparador. Cuando el comparador detecta la coincidencia del voltaje de entrada con el voltaje de escalera, éste proporciona un pulso de disparo para detener el oscilador. El contenido de corriente en el contador es proporcional a la magnitud del voltaje de entrada.

La relación de muestreo se controla con el oscilador de relajación. Este oscilador dispara y restablece el amplificador de transferencia a una relación de dos muestras por segundo. El amplificador de transferencia proporciona un pulso que transfiere la información almacenada en los contadores de décadas a la unidad de exhibición en el panel frontal. El borde de subida de este pulso dispara el amplificador de restablecimiento, el cual coloca a los tres contadores de décadas a cero y se comienza un nuevo ciclo de medición con el inicio del oscilador maestro o reloj.

Los circuitos de exhibición almacenan cada lectura hasta que se completa una lectura nueva, eliminando cualquier destello o conteo durante el cómputo.

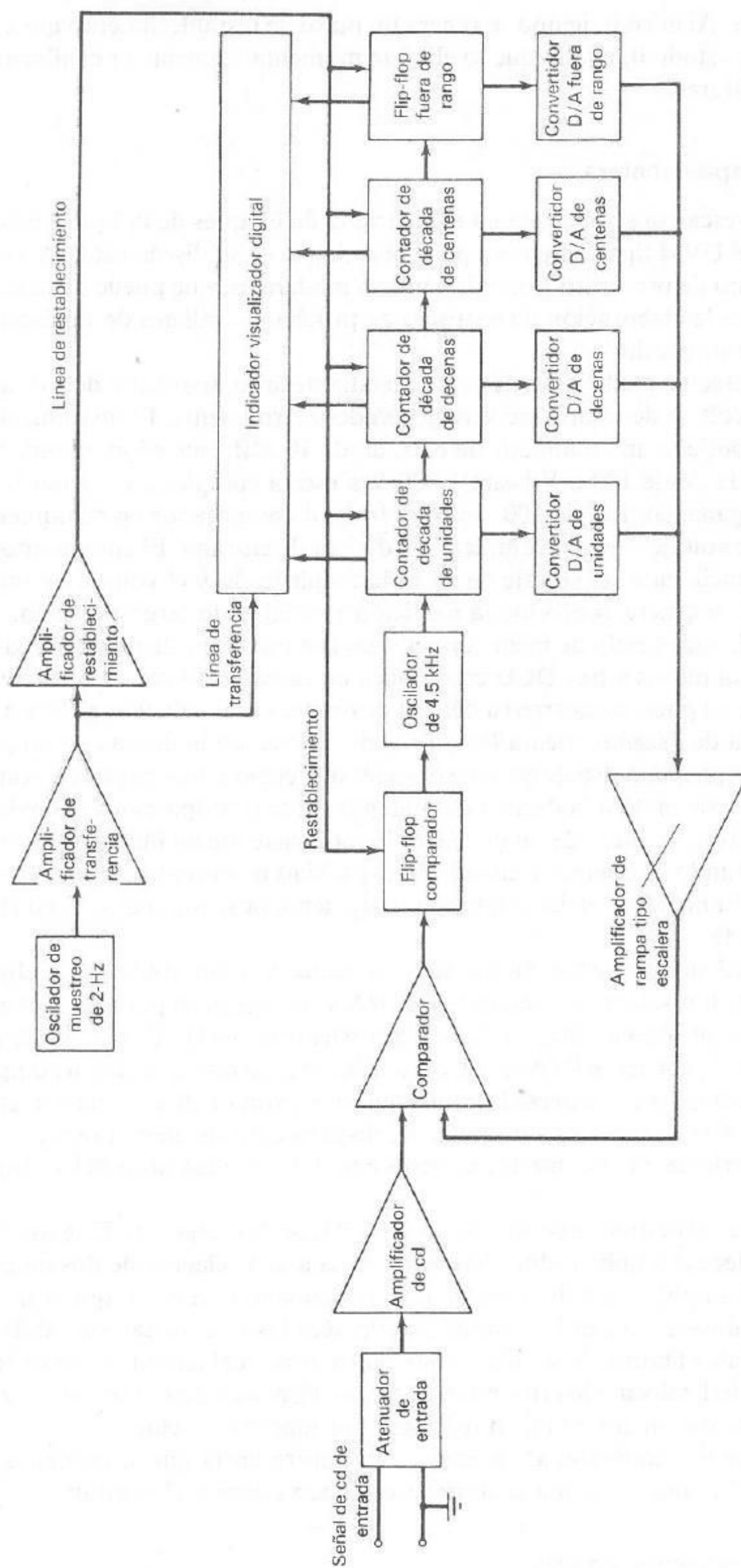


Figura 6-16. Diagrama de bloques de un voltímetro digital de rampa tipo escalera.

El tipo de rampa del convertidor A/D requiere una rampa de precisión para obtener exactitud. Para mantener la calidad de la rampa se requiere un capacitor estable, de precisión y una resistencia en el integrador. Por otro lado, los niveles de cd de voltajes y corrientes del amplificador operacional utilizado en el integrador son críticos para la generación exacta de la rampa. Un método para reducir la dependencia de la exactitud de conversión en la resistencia, capacitor y amplificador operacional es utilizar una técnica llamada convertidor de doble rampa.

En dicha técnica se utiliza un integrador para integrar un voltaje exacto de referencia exacta durante un periodo fijo. El mismo integrador se utiliza para integrar el voltaje de entrada con la pendiente inversa, y se mide el tiempo requerido para regresar al voltaje inicial.

No importa cuál de las dos integraciones ocurra primero, y para entenderlo con facilidad se considerará el caso donde se utiliza primero el voltaje desconocido para integrar y después la referencia.

La salida del integrador mostrado en la figura 6-17a es

$$V_{sal} = - \frac{V_x t}{RC} \quad (6-2)$$

donde V_x = voltaje de entrada estable con respecto a tierra

V_{sal} = voltaje de salida del integrador

R, C = componentes de la constante de tiempo del integrador

t = tiempo transcurrido a partir del inicio de la integración

En la ecuación (6-2) también se considera que el capacitor del integrador comenzó sin carga, y, por lo tanto, la salida del integrador inició en cero volts.

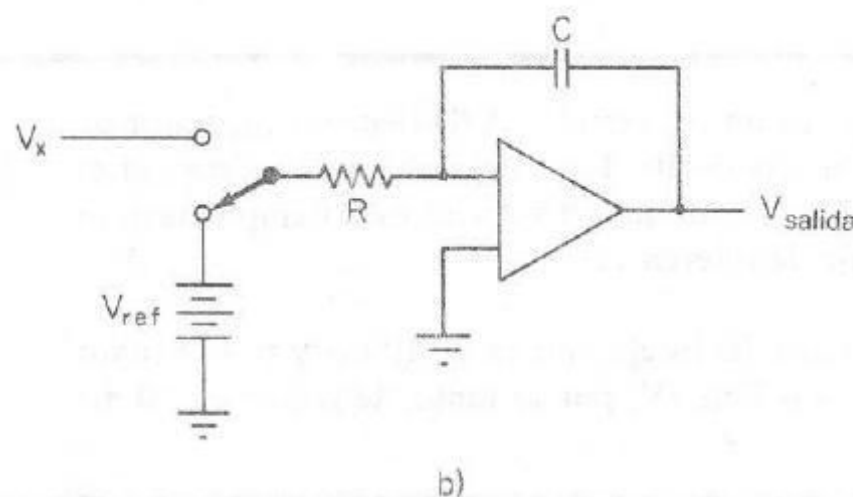
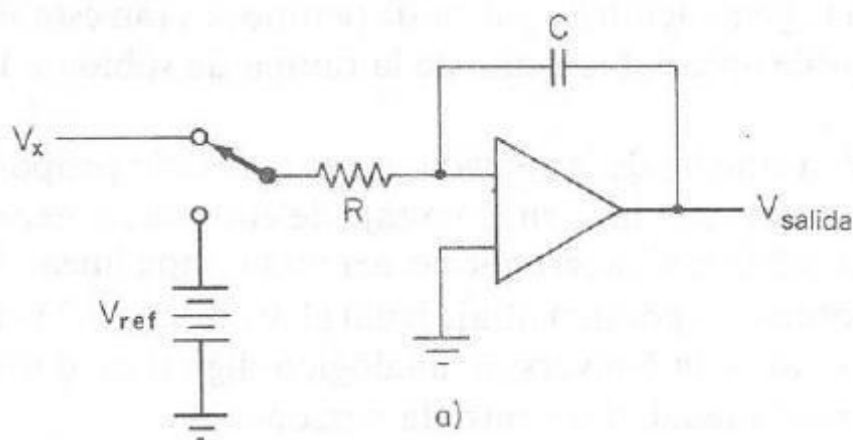


Figura 6-17. Diagrama esquemático del integrador de un DVM de integración.

Si se continúa la integración un periodo fijo T_1 , el voltaje de salida sería

$$V_1 = - \frac{V_x}{RC} T_1 \quad (6-3)$$

Nótese que la salida del integrador presenta polaridad opuesta a la de la entrada. Esto es, un voltaje positivo de entrada produce una salida negativa del integrador.

Si se sustituye el voltaje de referencia, V_{ref} , con el voltaje de entrada V_x (figura 6-17b) el integrador iniciaría la rampa hacia cero a una razón de V_{ref}/RC considerando que el voltaje de referencia fue de polaridad opuesta a la del voltaje de entrada desconocido. Por esta situación el integrador no inicia en cero sino a un voltaje de salida V_1 y el voltaje de salida se puede representar como

$$V_{out} = V_1 + \frac{V_{ref}}{RC} t \quad (6-4)$$

Nótese que el segundo término de la ecuación (6-4) tiene signo negativo debido a su polaridad.

Fijando el voltaje de salida del integrador en cero y se resuelve para V_x , se tiene

$$V_x = \frac{T_x}{T_1} V_{ref} \quad (6-5)$$

donde T_x es el tiempo requerido por la rampa de bajada desde el nivel de voltaje V_1 a cero volts.

Nótese que la relación entre el voltaje de referencia y el voltaje de entrada no incluye a R o C del integrador, excepto la relación entre los dos tiempos. Ya que la relación entre los dos tiempos es una razón, no se requiere un reloj exacto, lo que se necesita es que el reloj utilizado para la generación de pulsos de tiempo sea tan estable como para que la frecuencia no cambie apreciablemente de la rampa de subida a la rampa de bajada.

Como el integrador responde al promedio de la entrada, no es necesario proporcionar un muestreo y retención, ya que los cambios en el voltaje de entrada no generan errores significativos. Aunque la salida del integrador no sea una rampa lineal, la integración representa el valor final obtenido por un voltaje igual al promedio del voltaje de entrada desconocido. Por lo tanto, la conversión analógico-digital de doble integración producirá un valor promedio igual al de entrada desconocido.

EJEMPLO 6-3

Una integración tipo doble rampa de un convertidor A/D tiene un capacitor de integración de $0.1 \mu F$ y una resistencia de $100 k\Omega$. Si el voltaje de referencia es de $2 V$ y la salida del integrador no es mayor que $10 V$, ¿cuál es el tiempo máximo en que se puede integrar el voltaje de referencia?

SOLUCION La constante de tiempo del integrador es de $10 ms$ y por lo tanto la salida del integrador es $200 V/s$ o $5 ms/V$; por lo tanto, se requieren $50 ms$ para integrar $10 V$.

El modelo de doble integración de conversión A/D es un método muy popular para aplicaciones en voltímetros digitales. Cuando se compara con otros modelos de técnicas de conversión analógica-digital, el primero es lento pero adecuado para un voltímetro digital utilizado en mediciones de laboratorio. Para aplicaciones de adquisición de datos, donde se requiere mayor número de mediciones, se recomiendan técnicas más rápidas. Se ha refinado la técnica y se dispone de muchos circuitos integrados de integración a gran escala (LSI) para simplificar la construcción de los DVM.

Cuando se utiliza un convertidor A/D de doble integración para un DVM, los contadores pueden ser de décadas en lugar de binarios, y el segmento y los dígitos controladores pueden estar en el circuito integrado. (La presentación de contadores multiplexados se analiza en el capítulo 10.) Cuando el convertidor está conectado a un microprocesador, y muchos DVM de alto desarrollo utilizan microprocesadores para el manejo de datos, los contadores serán binarios.

Una mejora significativa al convertidor de doble integración es la corrección automática del cero. Como con los sistemas analógicos, los voltajes y corrientes con niveles de cd de compensación, así como corrientes bajas y las corrientes de polarización del amplificador pueden causar errores. Además, en el convertidor A/D de doble integración, la corriente de fuga del capacitor puede producir errores en la integración y, consecuentemente, un error. En el convertidor A/D de doble integración, estos efectos se manifestarán como una lectura en el DVM cuando no haya voltaje de entrada. La figura 6-18 muestra un método para contrarrestar estos efectos. La entrada a este convertidor se aterriza y un capacitor, el capacitor de cero automático, se conecta mediante un interruptor electrónico a la salida del integrador. La realimentación de la circuitería lleva a que el voltaje a la salida del integrador sea cero. Esto hace colocar un voltaje de nivel de cd equivalente de compensación en el capacitor de cero automático, de forma tal que no hay integración. Cuando se realiza la conversión, dicho voltaje con nivel de cd está presente para contrarrestar los efectos de los voltajes con niveles de cd en la circuitería de entrada. Esta función de cero

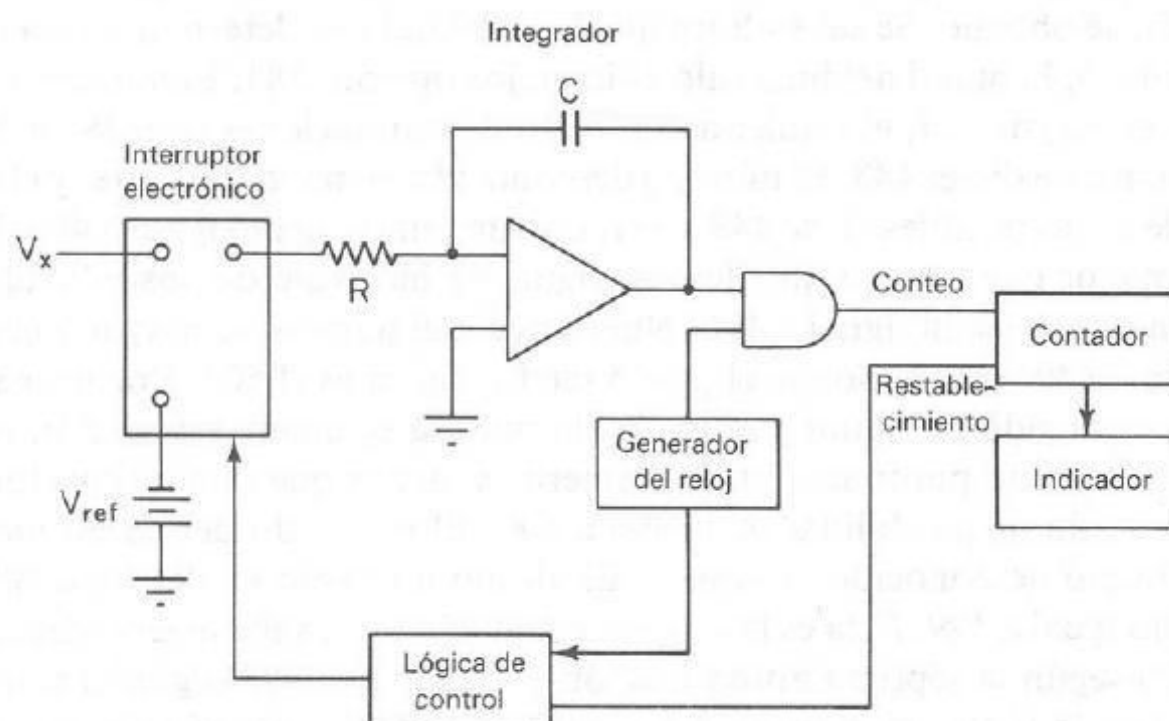


Figura 6-18. Diagrama de bloques de un DVM de doble rampa.

automático se lleva a cabo antes de cada conversión, para que los cambios en los voltajes y corrientes con niveles de cd sean compensados.

La figura 6-18 presenta un convertidor A/D de doble integración completo. Los interruptores electrónicos, por lo general los interruptores FET sirven para conmutar la entrada del integrador alternadamente entre el voltaje de referencia y el desconocido. Otro par de interruptores aplica la salida del integrador al capacitor de cero automático y aterriza la entrada para la función del cero automático.

La lógica de control domina el tiempo de conmutación y el conteo de los pulsos de reloj para determinar el voltaje desconocido. La salida está disponible para el sistema electrónico externo después que se completa la conversión.

Si, en este ejemplo, el voltaje de referencia fue 1.000 V y el integrador permitió integrar la referencia para 1 000 conteos, se visualiza 1 V a escala completa con una resolución de 1 mV.

La frecuencia real del reloj no es crítica, como ya se explicó, pero afecta la velocidad de conversión. Por ejemplo, un reloj de 10 kHz permite un tiempo de conversión máximo de 0.2 s para el ejemplo anterior.

6-7.4 Conversión por aproximación sucesiva

Un método de conversión analógico-digital muy efectivo y relativamente barato es el de aproximación sucesiva que es la implantación electrónica de una técnica llamada regresión binaria.

Supóngase que para determinar el valor de un número se permite hacer estimaciones. Cada estimación se ha de evaluar y hay que saber si la estimación fue 1) igual o menor o 2) mayor que el número por determinar. Los valores máximo y mínimo del número posible también se conocen.

Considérese, como ejemplo, que el número por determinar está entre 0 y 511. La mejor opción inicial es el número medio entre los extremos, idealmente, es 256; supóngase que el número por determinar es el 499. El número es mayor que 256 y esta información se obtiene. Se sabe ahora que la cantidad por determinar está entre 256 y 511; de nuevo, la mitad del intervalo es la mejor opción: 384. El número por determinar aún es mayor; así, el siguiente intervalo de estimaciones será 384 a 511, para lo cual el punto medio es 448. El número desconocido es mayor que éste, y el siguiente intervalo de cifras posibles va de 448 a 511, con un punto medio igual a 480. El número aún es mayor que éste, lo que lleva al siguiente intervalo de posibilidades: 480 a 511, con un punto medio igual a 496. Nuevamente el número es mayor y el siguiente intervalo va de 496 a 511, donde el punto medio ahora es el 504. Por primera vez el número desconocido es menor y el intervalo para la siguiente estimación va de 496 a 504, con 500 como punto medio. El número es menor que esta estimación, lo que deja un intervalo de posibilidades de 496 a 500. El resultado del punto medio es el 498 y el número desconocido es mayor. El último intervalo va de 498 a 500 con un punto medio igual a 499. Esta es la novena estimación y se sabe que el número es menor que 500 según la séptima aproximación y mayor que 498 según el resultado de la octava; por lo tanto, el número debe ser el 499. A continuación se presenta una sinopsis tabular de las aproximaciones y los resultados.

<i>Estimación</i>	<i>Resultado</i>
256	Menor o igual que
$256 + 128 = 384$	Menor o igual que
$384 + 64 = 448$	Menor o igual que
$448 + 32 = 480$	Menor o igual que
$480 + 16 = 496$	Menor o igual que
$496 + 8 = 504$	Mayor que
$496 + 4 = 500$	Mayor que
$496 + 2 = 498$	Menor o igual que
$498 + 1 = 499$	Correcto

Hay algunas observaciones interesantes que se deben plantear a partir de la tabla. Primero, se realizaron ocho estimaciones consecutivas cuando se conocía la respuesta. Después de la octava estimación se sabía que el valor real estaba entre 498 y 500, lo que permite una respuesta de 8-bits de exactitud más menos un bit.

¿Es factible determinar cualquier número entre 0 y 512 en ocho aproximaciones o menos con este método? Para obtener la respuesta a esta pregunta, considérese lo siguiente. En la primera aproximación no se tiene un error mayor de 256. En la segunda estimación, mayor de 128; en la tercera no será mayor de 64, y así sucesivamente. Se requiere un total de nueve aproximaciones para llegar a la estimación final, la cual tendrá un error no mayor a 1, el cual es el error mínimo posible. Los números del 0 al 511 se pueden representar con nueve bits binarios. Está claro que el análisis se puede aplicar a cualquier cantidad de bits binarios, y el número de estimaciones requeridas es igual al número de bits requeridos por la conversión analógica-digital.

Una representación gráfica de las estimaciones de la conversión por aproximación sucesiva ilustra la naturaleza convergente de esta técnica. La figura 6-19 muestra una representación gráfica del ejemplo para el 499. Como se puede ver, la estimación se acerca al valor desde abajo, oscilando alrededor de la respuesta deseada antes de alcanzar la respuesta correcta. La oscilación es difícil de ver conforme el error se reduce y la amplitud de la oscilación es, también, pequeña. Para efectos de comparación, la figura 6-19 también muestra una representación gráfica de las estimaciones utilizadas para llegar al valor 320. Hay mayor oscilación, pero el valor final se obtiene con nueve estimaciones.

La implementación electrónica de la técnica de aproximación sucesiva es relativamente directa (figura 6-20). Con un convertidor D/A se obtienen las estimaciones. La decisión “mayor o igual que” o “menor que” se realiza con un comparador. El convertidor D/A proporciona la estimación y es comparada con la señal de entrada. Se utiliza un registro de corrimiento especial, llamado registro de aproximación-sucesiva (SAR), para controlar el convertidor D/A y consecuentemente las estimaciones. Al inicio de la conversión, todas las salidas del SAR están en cero lógico. Si la estimación es mayor que la entrada, la salida del comparador se pone en estado alto, la primera salida del SAR cambia de estado y la segunda pasa a un “uno” lógico. Si la salida del comparador está en estado bajo, lo cual indica que la estimación es menor que la señal de entrada, la primera salida permanece en el estado lógico uno

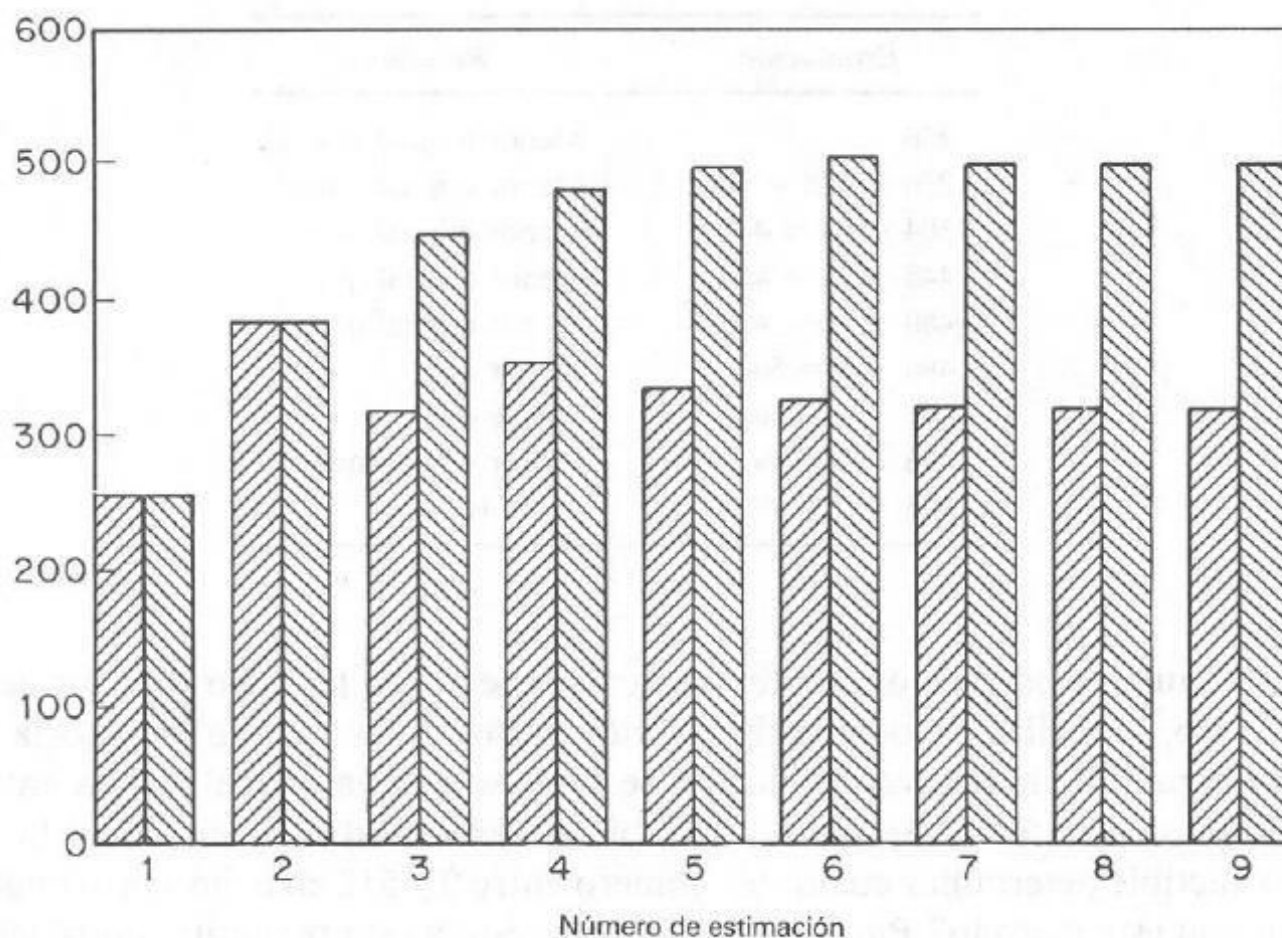


Figura 6-19. Presentación gráfica de los valores de estimación de un DVM tipo aproximación sucesiva.

y la segunda adopta el estado lógico uno. Esto continúa para todos los estados hasta que se completa la conversión.

Esta secuencia de operaciones se ejecuta electrónicamente con el mismo procedimiento de estimación que se mencionó anteriormente. Una estimación se hace con cada borde de subida de la señal de reloj de SAR. Para una conversión de N -bits después de N -pulsos de reloj, se conoce el valor real de la entrada. El bit menos significativo es el estado del comparador. En algunos sistemas se usa un reloj adicional para

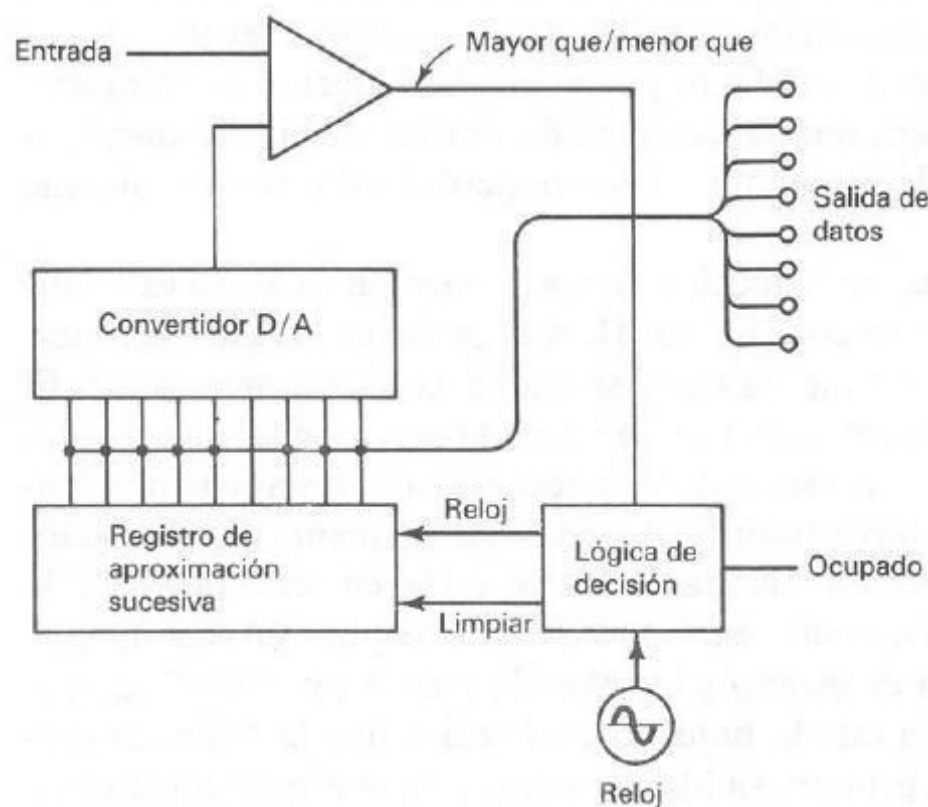


Figura 6-20. Diagrama de bloques de un DVM de aproximaciones sucesivas.

almacenar el último bit en el SAR y, por lo tanto, se requieren $N + 1$ pulsos de reloj para la conversión.

6-7.5 Error de cuantización

Un parámetro eléctrico, ya sea corriente, voltaje, potencia o cualquier otro, puede tomar cualquier valor dentro del rango posible para ese parámetro. Cuando la cantidad se convierte en su equivalente digital, existe un número finito de valores que la cantidad puede tomar. Por ejemplo, si un número digital consiste de cuatro bits, éstos tienen 16 diferentes combinaciones, por lo que hay 16 niveles para describir la cantidad analógica.

Considérese un rango de voltaje de cero a 15 V que se debe digitalizar en un número de 4-bits. Existe un número binario para cada volt en ese rango. ¿Qué se puede hacer si el valor analógico está entre los niveles cuantizados, como el de 2.25 V? La digitalización puede producir un valor igual a 2 V (representado como 0010) o 3 V (representado como 0011). La solución es simple: se redondea el número a 2.0 y se acepta el valor digitalizado igual a 0010; sin embargo hay un error. La diferencia entre el valor real de la cantidad analógica y el valor digitalizado es 0.25. El número de bits del número cuantizado puede incrementarse en dos, teniendo ahora 6 bits, y el número se puede representar con 0010.01, que es el valor exacto, sin error. ¿Qué hacer si el valor analógico real fuera 2.27? Ahora, el valor más cercano posible al número binario es 2.25 o 2.50. Por supuesto, el más cercano es 2.25, el cual expresa la cantidad analógica con un error de sólo 0.02.

Debe quedar claro que sin importar el número de bits que se utilicen para expresar una cantidad analógica, siempre hay una posibilidad de error cuando las cantidades por digitalizar están entre los valores digitales exactos. El error máximo es igual a más o menos un medio del valor del bit menos significativo. Esto se conoce como error de cuantización.

Los medidores analógicos que utilizan una escala de medición como dispositivo indicador, requieren de circuitos para seleccionar el rango, de manera que se pueda utilizar el medidor en un gran rango de valores de entrada. Por ejemplo, si la escala máxima del medidor es 1000 V, sería casi imposible ver los efectos de una entrada de 1-V. Por ello, se utiliza un atenuador conmutado en el medidor para seleccionar lecturas de 1000-, 100-, 10-, y 1-V a escala máxima, de forma que las deflexiones deseadas del medidor se lean con facilidad.

En el caso de un medidor digital de cuatro dígitos, tiene lecturas a escala máxima de 999.9 V, una lectura de 1-V aparecería como 001.0. Esto representa dos dígitos significativos para la lectura de 1-V. El medidor, sin embargo, es un medidor de cuatro dígitos, y un 99% de la capacidad del medidor no se utiliza cuando se hacen lecturas de 1 V. Esto se basa en que un medidor de cuatro dígitos puede determinar 1 parte de 10 000, mientras que los dos dígitos significativos reflejados por la exhibición 001.0-V representarían una parte de 100 o tan sólo el 1% de una parte de 10 000. Un atenuador conmutable en el medidor digital podría tener un efecto similar. Si se utilizara el atenuador para las lecturas del medidor a escalas completas de 999.9, 99.9, 9.999 o 0.9999 V, la lectura de 1-V sería 1.000, la cual tiene cuatro dígitos significativos y no desperdicia la capacidad del medidor.

Los medidores digitales modernos son capaces de conmutar electrónicamente el atenuador de entrada, lo que hace al medidor completamente automático. La electrónica debe determinar si la lectura presente es menor que el rango inmediato inferior del más alto de la escala.

Si la lectura es menor que la escala máxima del rango inmediato inferior, se disminuye la atenuación. La atenuación continúa disminuyéndose hasta que la lectura se encuentre entre el rango inmediato inferior y el valor máximo del rango.

Un caso opuesto se presenta cuando la lectura es mayor que el valor máximo de la escala. En este caso la escala se incrementa hasta que la lectura presente sea menor que el valor máximo de la escala máxima.

Por ejemplo, supóngase que un 1-V del ejemplo anterior se midió con un voltímetro digital colocado en el intervalo de 999.9-V. El atenuador se varía en pasos de décadas, los cuales son 999.9, 99.99, y 0.9999 V a escala máxima. Dado que la lectura es 001.0, ésta es menor que la máxima escala del rango inmediato inferior por lo que la atenuación se disminuye. Esto origina una lectura de 01.00 V, que todavía es menor que la escala máxima del rango inmediato inferior y la atenuación se vuelve a reducir automáticamente. La siguiente lectura es 1.000, la cual es mayor que la lectura de 0.9999 a escala máxima del rango inmediato inferior y la atenuación no se reduce más.

Ya que los niveles de voltaje de entrada pueden tener variaciones considerables, a menudo se conmuta el atenuador de entrada con relevadores en lugar de interruptores electrónicos. Además, en ocasiones el voltaje de entrada es mucho mayor que la lectura a escala máxima, tanto los amplificadores como atenuadores de entrada deben ser capaces de soportar una sobrecarga significativa por un corto período antes que se encuentre la atenuación adecuada. Esta técnica se llama autonivel.

Una técnica similar se utiliza para contrarrestar los efectos de varios voltajes con niveles de cd en un medidor digital. La entrada del medidor se conmuta electrónicamente a tierra cuando se desconecta la entrada. El medidor lee los resultados de los voltajes con niveles cd, las corrientes de fuga y otros efectos.



Figura 6-21. Ejemplo de multímetro digital de alta respuesta.
(Cortesía de John Fluke Mfg. Co., Inc.)

Esta lectura con niveles de cd se compensa ya sea mediante la eliminación directa al restar de la pantalla o por alimentación de niveles de cd análogos y de polaridad opuesta. La verificación de niveles de cd se hace con frecuencia para asegurar que el cambio de niveles se toma en cuenta. Esta técnica se llama cero automático y es necesaria para instrumentos de gran exactitud. La figura 6-21 presenta un multímetro de rango automático de alta respuesta con capacidad de valores rms verdaderos para mediciones de ca.

6-8 INSTRUMENTOS PARA MEDICION DE COMPONENTES

Los puentes para la medición de valores de componentes de resistencia, inductancia y capacitancia se expusieron en el capítulo 5. Los puentes son potencialmente muy exactos y confiables para la medición de componentes mediante el rango de frecuencias de medición de la región de algunos megahertz. Tienen algunas desventajas ya que incluyen un inductor, capacitor o resistor variable, según el tipo de puente y esto comúnmente lo realiza un operador. Este ajuste dificulta automatizar o computarizar la medición, ya que requiere un movimiento mecánico. Para mediciones manuales, esto tiende a hacer lentas las mediciones, pero con una interface de computadora, lo hace casi imposible.

6-8.1 Mediciones de componentes totalmente electrónicas

En el capítulo 5 se analizó el puente Wheatstone para mediciones de resistencia, y el ohmímetro básico se expuso en el capítulo 4. Son un ejemplo de puente e instrumento totalmente electrónico para la medición de resistencia. (En el caso del medidor de bobina móvil, el elemento móvil del medidor es mecánico, pero esto podría reemplazarse mediante un despliegue digital, lo cual volvería a la medición de la resistencia totalmente electrónica.)

Varios métodos permiten realizar la medición de una inductancia o capacitancia, sin efectuar comparaciones, como es el caso de un puente. La figura 6-22 muestra un método posible para la medición del valor de un capacitor, donde se le aplica un voltaje y de esta manera se mide la corriente a través del capacitor. La relación entre la corriente a través del capacitor y el voltaje que se le aplica es

$$I_C = \frac{V}{X_C} = V(2\pi fC) \quad (6-6)$$

donde V = voltaje aplicado

f = frecuencia aplicada

C = capacitancia

El medidor se calibra simplemente en capacitancia dada la relación lineal entre capacitancia y corriente. Aunque en teoría se trate de un circuito útil, no es práctico debido a los valores típicos de capacitores que se encuentran en la industria de la electrónica. No son raros capacitores de pocos picofarads y típicamente pueden tener

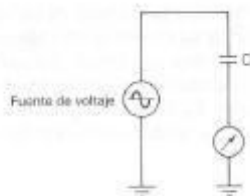


Figura 6-22. Este circuito puede medir el valor de un capacitor mediante la medición de la corriente a través del capacitor con un voltaje aplicado conocido.

voltajes de trabajo menores de 25 V. No se cuenta con dispositivos de medición de corrientes de RF, en especial instrumentos con termopares, para corrientes inferiores a algunos cientos de miliamperes; por lo que, la corriente esperada debe ser mayor de algunos cientos de miliamperes. Si, por ejemplo, se tuviera un capacitor de 10 pF para producir una corriente de 100-mA, con un voltaje aplicado de 10 V rms (el cual sería seguro para un capacitor de 25 V) la frecuencia tendría que ser mayor de 1 600 MHz. A esta frecuencia, muchos capacitores dejan de comportarse como capacitores, formándose inductancias, resistencia de disipación y otras impedancias parásitas que dominarán la medición. Además, la exactitud de la medición depende de la frecuencia del generador, la cual es difícil de controlar a 1 600 MHz. Por lo tanto, se deben utilizar corrientes pequeñas para las mediciones de capacitancia.

En la figura 6-23 se presenta un método alternativo. En este ejemplo la corriente a través del capacitor se muestra mediante una resistencia conocida y se mide y amplifica el voltaje resultante. El amplificador proporciona la ganancia necesaria para que la corriente a través del capacitor sea lo bastante pequeña y útil para fines prácticos. El voltaje en la resistencia se puede expresar como

$$V = \frac{RV_m}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}} \quad (6-7)$$

donde R = resistencia

V_m = voltaje del generador

V = voltaje en la resistencia

C = capacitancia del capacitor desconocido

f = frecuencia del generador

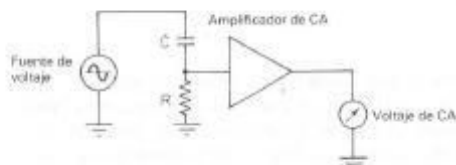


Figura 6-23. Medición de la corriente a través de un capacitor por medio de un resistor de muestreo y un amplificador.

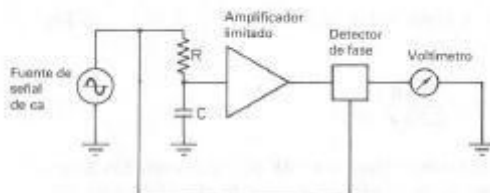


Figura 6-24. Medidor de capacitancia mediante las características de corrimiento de fase de un circuito RC.

Si V_m , f , y R se mantienen constantes, el voltaje V es función de la capacitancia desconocida. La escala se ha de calibrar en una forma no lineal debido a la relación de la ecuación (6-7). Una frecuencia aplicada de algunos megahertz puede proporcionar un sistema práctico utilizando esta técnica. La deflexión del medidor depende no sólo de las constantes mencionadas sino, además, de la ganancia del amplificador. Puede ser difícil mantener la ganancia constante en un amplificador operado a varios megahertz, en especial para el gran rango dinámico encontrado durante la medición de capacitancia utilizando este sistema. Una alternativa aparece en la figura 6-24. En este ejemplo se mide el ángulo de fase entre el voltaje aplicado y el voltaje en el capacitor. Se suele emplear un amplificador limitador como el que se encuentra en un receptor de FM. El ángulo de fase se puede expresar como

$$\theta = \tan^{-1} \frac{R}{X_C} = \tan^{-1} (2\pi fRC) \quad (6-8)$$

El medidor en este circuito indica el ángulo, θ , dicho medidor se puede calibrar en capacitancia ya que el ángulo es función de la capacitancia desconocida, lo que da como resultado un indicador no lineal pero muy útil.

Con la expansión de Taylor, la expresión para el ángulo se puede escribir como:

$$\theta = \tan^{-1} (2\pi fRC) = (2\pi fRC) - \frac{1}{3}(2\pi fRC)^3 + \frac{1}{5}(2\pi fRC)^5 \cdot \cdot \cdot \quad (6-9)$$

Como se puede ver de la expansión de Taylor, el valor del arcotangente se aproxima al ángulo, en radianes, si el valor de $(2\pi fRC)$ es pequeño. Para dar una idea de qué tan pequeño debe ser el arcotangente para que se utilice sólo un término de la expansión de Taylor, el cual es el primer término, considerar un arcotangente inferior a 0.1. El valor de la expansión de Taylor utilizando tan sólo el primer término es de hecho 0.1. El valor real del arcotangente es 0.0996687, y sólo es 0.3% menor que el ángulo real, en radianes. Si se calibra el medidor con esta técnica directamente en capacitancia y el ángulo de fase se restringiera a menos de 0.1 rad, el error debido a esta aproximación no excedería del 0.3%. Por lo tanto, $\theta = (2\pi fRC)$ para valores menores a 0.1.

El medidor de capacitancia basado en el circuito de la figura 6-24 se puede configurar cambiando el valor de R para que cubra varias escalas, de tal forma que la lectura a escala máxima sea 0.1 rad. Como ejemplo, supóngase que la escala inferior ha de cubrir de 0 a 100 pF a escala completa, con un generador de frecuencia de 1 MHz. En consecuencia, a 1 MHz el corrimiento en fase de la resistencia, R , y con 100 pF debe ser 0.1 rad.

$$0.1 = (2\pi R \times 100 \text{ pF}) \quad (6-10)$$

Al resolver para R se obtiene

$$R = \frac{0.1}{6.28 \times 10^{-10}} \quad (6-11)$$

En el medidor a escala completa para cubrir desde 10 a 1000 pF, las resistencias deben ser de 1590 Ω para una escala máxima de 10 pF, 477 Ω para 30 pF, 159 Ω para 100 pF, 47.7 Ω para 300 pF a escala completa, y 15.9 Ω para 1000 pF a escala máxima. Es difícil medir capacitores mayores a 100 pF utilizando la fuente de 1-MHz, ya que la impedancia de un capacitor a 1 MHz es muy baja para realizar una medición exacta con este tipo de instrumento.

6-8.2 Fuentes de error

La exactitud en las mediciones de capacitancias bajas se limita por la capacitancia distribuida de los circuitos de medición. La figura 6-25 ilustra el circuito básico de medición con las capacitancias parásitas incluidas. La resistencia en serie, R , tiene alguna inductancia en serie y la entrada del amplificador presenta cierta cantidad de capacitancia. Primero, la capacitancia de entrada del amplificador tiene el mayor efecto en la exactitud de la medición. Es difícil diseñar un amplificador con una capacitancia de entrada lo suficientemente baja para que permita la medición de capacitores menores de 10 pF sin alguna forma de compensación. La figura 6-26 muestra un circuito de medición modificado que permite anular los efectos de la capacitancia de entrada del amplificador. En este ejemplo, el resistor se ha colocado en el amplificador de entrada, y la señal del generador se aplica a un transformador para crear un componente fuera de fase. Los efectos de la capacitancia de entrada se anulan mediante la inyección de alguna señal fuera de fase mediante un capacitor variable. Excepto para los circuitos de ajuste, la operación de este sistema de medición de capacitancia es semejante al ejemplo anterior.

Otra fuente de error es la distorsión armónica del generador de señal. El corrimiento de fase del circuito RC , el cual es la parte principal del sistema de medición

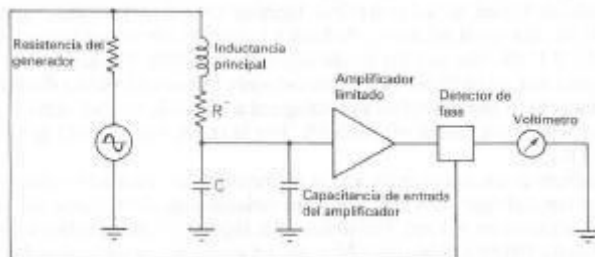


Figura 6-25. Medidor de capacitancia que muestra inductancia parásita, la resistencia y capacitancia.

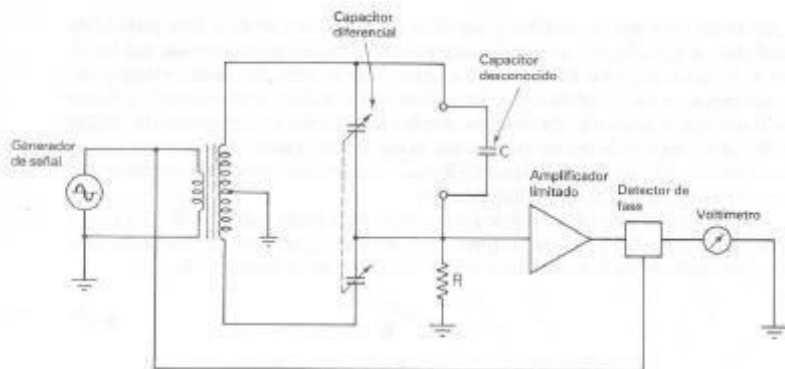


Figura 6-26. Circuito de anulación para cancelar los efectos de la capacitancia de entrada del amplificador.

de capacitancia, satisface las ecuaciones presentadas sólo si la señal del generador es una función seno pura sin distorsión armónica alguna. Para una exactitud del 0.3%, que es el límite teórico para la aproximación lineal según la expansión de Taylor, el contenido armónico de la señal debe ser mejor que los 50 dB abajo del nivel nominal. Un oscilador de cristal es capaz de generar una señal pura de esta magnitud sólo si la salida se acopla con cuidado al oscilador. Además del punto de acoplamiento, la señal se debe pasar por un filtro pasa bajas.

La principal fuente de error es la resistencia equivalente en serie o paralelo. La resistencia en serie llamada resistencia equivalente en serie, o ESR (*equivalent series resistance*), se suma a la resistencia del circuito; pero la medición de fase se hace relativa con respecto no a la capacitancia sino al punto donde se unen ESR y resistencia del circuito (figura 6-27). Esto origina un error ya que el corrimiento en fase no se mide con exactitud. Asimismo, una resistencia equivalente en paralelo, debida a la resistencia de fuga, produce una lectura errónea puesto que cambia la resistencia

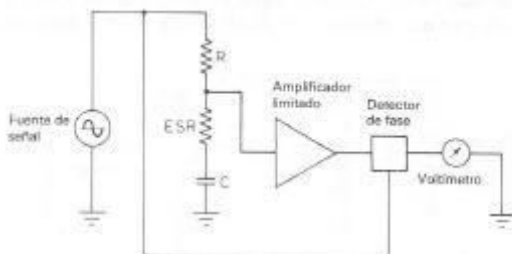


Figura 6-27. Efecto de la resistencia serie equivalente en la medición de capacitancia.

equivalente vista por el capacitor y modifica el corrimiento de fase. Este método de medición de capacitancia no es adecuado para la medición de capacitores con factores de disipación altos o alta resistencia equivalente en serie. Se pueden efectuar correcciones si se conoce el factor de disipación real o la ESR, y capacitancia y factor de disipación se pueden medir en un puente de capacitancia. Generalmente, la calidad de los capacitores en la región de medición de capacitancia mediante estos instrumentos es muy buena con insignificantes ESR y factores de disipación, y los errores causados por estas resistencias son despreciables.

El mismo sistema básico puede ser utilizado para medir inductancias. La figura 6-28 ilustra la modificación del instrumento para medir capacitancia, estudiado ahora como medidor de inductancia. En este circuito el corrimiento de fase es

$$\theta = \tan^{-1} \frac{X_L}{R} \quad (6-12)$$

Como en el caso de medición de capacitancia, para corrimientos de fase menores de 0.1 rad, la linealidad de la salida es suficiente para permitir mediciones con exactitud de 0.3%. El valor de la resistencia a escala completa para 1 μH es 62.8 Ω ; para 3 μH , es de 188.4 Ω ; para 10 μH , de 628 Ω ; para 30 μH , de 1884 Ω , y para 100 μH de 6.28 k Ω . Así como la baja impedancia del capacitor dificulta medir valores mayores de 1000 pF, con una señal de 1-MHz la alta impedancia de los inductores mayores de 100 μH también dificulta realizar mediciones mayores a este valor sin cambiar la frecuencia del generador de señales.

Una de las aplicaciones más importantes de los sistemas electrónicos de medición de inductancia o capacitancia es que se puede utilizar con computadora. Esto requiere que la salida del detector de fase se digitalice y esté disponible para la computadora. Aunque hay detectores de fase digitales que proporcionan una representación digital del ángulo de fase con 1 parte de 10 000 para una frecuencia del generador tan alta como 1 MHz, estos dispositivos no son prácticos. Para la aplicación normal con computadora, la salida del detector de fase se digitaliza con un convertidor analógico-digital.

Hay fuentes de error en este sistema, como en el sistema de medición de inductancia ya descrito y se deben principalmente a la resistencia. La resistencia equivalente en serie de un inductor se expresa de manera indirecta como el factor de calidad Q del inductor. A nivel matemático, $Q = X_L/R$, donde X_L es la reactancia inductiva

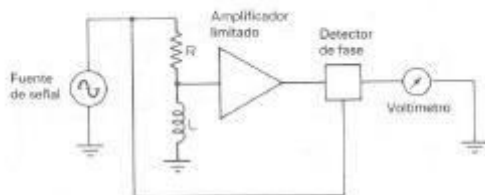


Figura 6-28. Modificación del circuito de medición de capacitancia descrito previamente, que permite la medición de inductancia.

y R la resistencia equivalente en serie. De la ecuación se desprende que, para valores pequeños de R , aumenta el factor de calidad Q de un inductor. Cabe mencionar que el valor de R no es el valor de resistencia que se obtendría si el inductor se midiera con un puente de cd o un ohmímetro. El valor de R se debe a las pérdidas en el núcleo del inductor y la variación en la resistencia por el efecto "skin" de superficie. Por lo tanto, la resistencia en ohms medida en cd no sería tan elevada como la resistencia equivalente en serie a la frecuencia de medición de 1 MHz. Como en el caso de los capacitores, la utilización de este circuito para medir inductores depende del Q del inductor, y para componentes con bajo Q se debe utilizar un puente para realizar la medición.

6-9 MEDIDOR DE Q

6-9.1 Circuito medidor de Q básico

El medidor de factor de calidad Q es un instrumento diseñado para medir algunas de las propiedades eléctricas de bobinas y capacitores. La operación de este útil instrumento de laboratorio se basa en las características familiares de un circuito resonante en serie, es decir, que el voltaje en la bobina o el capacitor es igual al voltaje aplicado multiplicado por el Q del circuito. Si a éste se aplica un voltaje fijo, se puede calibrar un voltímetro conectado a través del capacitor para leer el Q directamente.

Las relaciones de corriente y voltaje de un circuito resonante en serie se muestran en la figura 6-29. En resonancia son válidas las siguientes condiciones:

$$X_C = X_L$$

$$E_C = IX_C = IX_L$$

$$E = IR$$

donde E = voltaje aplicado

I = corriente en el circuito

E_C = voltaje en el capacitor

X_C = reactancia capacitiva

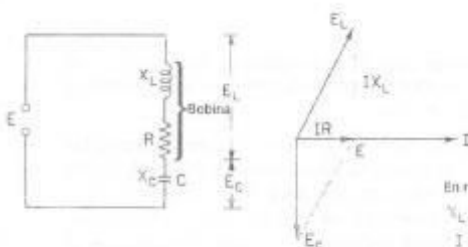


Figura 6-29. Circuito resonante en serie.

En resonancia:

$$X_L = X_C$$

$$I = \frac{E}{R}$$

X_L = reactancia inductiva

R = resistencia de la bobina

La magnificación del *circuito* es Q por definición, donde

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} = \frac{E_C}{E} \quad (6-13)$$

por lo tanto, si E se mantiene a un nivel conocido y constante, un voltímetro conectado al capacitor se puede calibrar directamente en términos del Q del circuito.

Un circuito medidor de Q práctico se ilustra en la figura 6-30. El oscilador de banda ancha con un rango de frecuencias de 50 kHz a 50 MHz entrega corriente a una resistencia en paralelo (shunt) de valor bajo R_{int} , por lo general de 0.02 Ω . Casi no introduce resistencias en el circuito oscilador por lo cual representa una fuente de voltaje de magnitud E con una resistencia interna muy pequeña (en la mayoría de los casos despreciable). El voltaje en la resistencia derivadora, correspondiente a E (figura 6-29), se mide con un medidor de termopar el cual tiene marcado "Multiplique Q por". El voltaje en el capacitor variable, que corresponde a E_C en la figura 6-29, se mide con un voltímetro electrónico con una escala calibrada en valores de Q .

Para efectuar una medición, la bobina desconocida se conecta a las terminales de prueba del instrumento y el circuito se sintoniza en resonancia ya sea colocando el oscilador a una frecuencia dada y variando el capacitor interno de resonancia o colocando el capacitor a un valor deseado y ajustando la frecuencia del oscilador. La lectura del Q en el medidor de salida se debe multiplicar por el valor señalado por el indicador "Multiplique Q por" para obtener el valor real de Q .

El Q indicado (lectura en resonancia en el medidor del " Q del circuito") se llama Q del circuito puesto que se incluyen en el circuito de medición las pérdidas del capacitor en resonancia, del voltímetro y de la resistencia. El Q efectivo de la bobina medida será un poco mayor al Q indicado. Por lo general es dable despreciar esta diferencia, excepto en ciertos casos donde la resistencia de la bobina es relativamente pequeña en comparación con el valor de la resistencia derivadora. (Este problema se analiza en el ejemplo 6-7.)

La inductancia de la bobina puede calcularse a partir de valores conocidos de frecuencia (f) y capacitancia resonante (C), puesto que

$$X_L = X_C \quad \text{y} \quad L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} \quad \text{henry} \quad (6-14)$$

6-9.2 Métodos de medición

Existen tres métodos para conectar componentes desconocidos a las terminales de prueba de un medidor de Q : directo, en serie y en paralelo. El tipo de componente y su tamaño determinan el método de conexión.

Conexión directa. La mayor parte de las bobinas se conecta directamente a las terminales de prueba, como se muestra en el circuito básico medidor de Q de la figura 6-30. El circuito se sintoniza en resonancia mediante el ajuste de la frecuencia del oscilador o del capacitor de resonancia. El Q indicado se lee directamente del medidor de " Q del circuito", modificado por el factor colocado del medidor "Multiplique Q

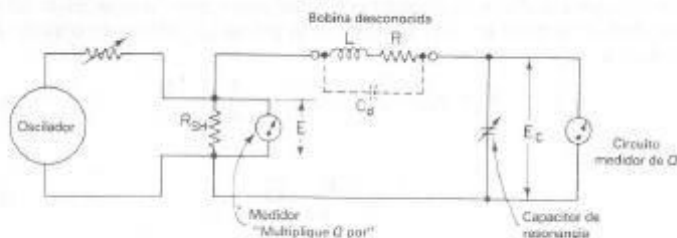


Figura 6-30. Circuito medidor de Q básico.

por". Cuando el último medidor está en la marca unitaria, el medidor del " Q del circuito" lee el valor correcto de Q directamente.

Conexión en serie. Los componentes de baja impedancia, como las resistencias de bajo valor, bobinas pequeñas y capacitores grandes, se miden *en serie* con el circuito de medición. La figura 6-31 muestra las conexiones. El componente por medir, está indicado como $[Z]$, se conecta en serie con una *bobina estable de trabajo* a las terminales de prueba. (La bobina de trabajo comúnmente está incluida con el instrumento.) Se realizan dos mediciones: en la primera, la impedancia desconocida se cortocircuita mediante un interruptor de cuchilla pequeño y el circuito se ajusta a resonancia, con lo que se establece una condición de referencia. Se registran los valores del capacitor sintonizado (C_1) y el del Q indicado (Q_1). En la segunda medición se abre el interruptor y se vuelve a ajustar el circuito, dando un nuevo valor al capacitor sintonizado (C_2) y para el valor de Q de Q_1 a Q_2 .

Por la condición de referencia,

$$X_{C_1} = X_L \quad \text{o} \quad \frac{1}{\omega C_1} = \omega L \quad (6-15)$$

y al despreciar la resistencia del circuito de medición,

$$Q_1 = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega C_1 R} \quad (6-16)$$



Figura 6-31. Determinación con medidor de Q de componente de baja impedancia en la conexión en serie.

Con la segunda medición, la reactancia de la incógnita se expresa en términos del *nuevo* capacitor sintonizado (C_2) y del valor de la bobina (L) *interna del circuito*. Esto conduce a

$$X_S = X_{C2} - X_L \quad \text{o} \quad X_S = \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_1} \quad (6-17)$$

tal que

$$X_S = \frac{C_1 - C_2}{\omega C_1 C_2} \quad (6-18)$$

X_S es inductiva si $C_1 > C_2$ y capacitiva si $C_1 < C_2$. La componente resistiva de la impedancia de la incógnita se puede encontrar en términos de la reactancia X_S y de los valores indicados del Q del circuito, ya que

$$R_1 = \frac{X_1}{Q_1} \quad \text{y} \quad R_2 = \frac{X_2}{Q_2}$$

y también

$$R_S = R_2 - R_1 = \frac{1}{\omega C_2 Q_2} - \frac{1}{\omega C_1 Q_1}$$

tal que

$$R_S = \frac{C_1 Q_1 - C_2 Q_2}{\omega C_1 C_2 Q_1 Q_2} \quad (6-19)$$

Si la incógnita es *puramente resistiva*, la posición del capacitor sintonizado no cambia en el proceso de medición, y $C_1 = C_2$. La ecuación para la resistencia se reduce a:

$$R_S = \frac{Q_1 - Q_2}{\omega C_1 Q_1 Q_2} = \frac{\Delta Q}{\omega C_1 Q_1 Q_2} \quad (6-20)$$

Si la incógnita es un *inductor pequeño*, el valor de la inductancia se encuentra con la ecuación (6-18) y es igual a

$$L_S = \frac{C_1 - C_2}{\omega^2 C_1 C_2} \quad (6-21)$$

El Q de la bobina se encuentra con las ecuaciones (6-18) y (6-19) donde, por definición,

$$Q_S = \frac{X_S}{R_S}$$

y

$$Q_S = \frac{(C_1 - C_2)(Q_1 Q_2)}{C_1 Q_1 - C_2 Q_2} \quad (6-22)$$

Si la incógnita es un *capacitor muy grande*, su valor se determina con la ecuación (6-18), y

$$C_s = \frac{C_1 C_2}{C_2 - C_1} \quad (6-23)$$

El Q del capacitor puede hallarse con la ecuación (6-22).

Conexión en paralelo. Los componentes de alta impedancia, como las resistencias de valores altos, ciertos inductores y pequeños capacitores, se miden conectándolos en paralelo con el circuito de medición. La figura 6-32 muestra las conexiones. Antes de conectar la incógnita, se pone en resonancia el circuito mediante una bobina de trabajo adecuada para establecer valores de referencia para Q y C (Q_1 y C_1). Entonces, cuando el componente a prueba se conecta al circuito, el capacitor se reajusta en resonancia y se obtiene un nuevo valor para el capacitor sintonizado así como para el valor del Q del circuito (ΔQ) de Q_1 a Q_2 .

En un circuito paralelo el cálculo de la impedancia desconocida se realiza mejor en términos de sus componentes en paralelo X_p y R_p (figura 6-32). En la condición inicial de resonancia, cuando la incógnita no se ha conectado al circuito, la bobina de trabajo (L) se sintoniza mediante el capacitor (C_1); por lo tanto

$$\omega L = \frac{1}{\omega C_1} \quad (6-24)$$

y

$$Q_1 = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega C_1 R} \quad (6-25)$$

Cuando la impedancia desconocida se conecta al circuito y el capacitor se sintoniza en resonancia de la bobina de trabajo (X_L es igual a la reactancia en paralelo del capacitor de sintonía (X_{C_2}) y la impedancia desconocida (X_p). Por lo tanto

$$X_L = \frac{(X_{C_2})(X_p)}{X_{C_2} + X_p}$$

lo que se reduce a

$$X_p = \frac{1}{\omega(C_1 - C_2)} \quad (6-26)$$

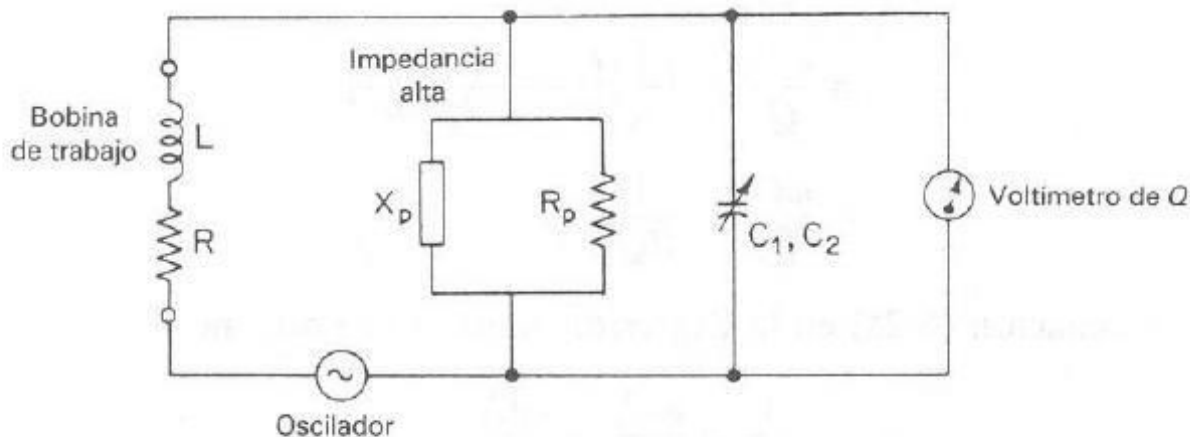


Figura 6-32. Determinación con medidor de Q de un componente de alta impedancia en la conexión paralelo.

Si la incógnita es *inductiva*, $X_p = \omega L_p$, y la ecuación (6-26), aunque esto conduce a:

$$L_p = \frac{1}{\omega^2(C_1 - C_2)} \quad (6-27)$$

Si la incógnita es *capacitiva*, $X_p = 1/\omega C_p$, se obtiene de la ecuación (6-26) el valor de la impedancia desconocida:

$$C_p = C_1 - C_2 \quad (6-28)$$

En un circuito resonante paralelo, la resistencia total en resonancia es igual al producto de Q del circuito y la reactancia de la bobina. Por lo tanto

$$R_T = Q_2 X_L$$

o por sustitución de la ecuación (6-24),

$$R_T = Q_2 X_{C_1} = \frac{Q_2}{\omega C_1} \quad (6-29)$$

La resistencia (R_p) de la impedancia desconocida se encuentra con más facilidad calculando las *conductancias* en el circuito de la figura 6-32. Sea

G_T = conductancia total del circuito resonante

G_p = conductancia de la impedancia desconocida

G_L = conductancia de la bobina de trabajo

Luego

$$G_T = G_p + G_L \quad \text{o} \quad G_p = G_T - G_L \quad (6-30)$$

De la ecuación 6-29

$$G_T = \frac{1}{R_T} = \frac{\omega C_1}{Q_2}$$

por consiguiente

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_p} &= \frac{\omega C_1}{Q_2} - \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} \\ &= \frac{\omega C_1}{Q_2} - \left(\frac{1}{R} \right) \left(\frac{1}{1 + \omega^2 L^2 / R^2} \right) \\ &= \frac{\omega C_1}{Q_2} - \frac{1}{R Q_1^2} \end{aligned}$$

Al sustituir la ecuación (6-25) en la expresión siguiente se obtiene

$$\frac{1}{R_p} = \frac{\omega C_1}{Q_2} - \frac{\omega C_1}{Q_1}$$

y después de simplificar se tiene que

$$R_p = \frac{Q_1 Q_2}{\omega C_1 (Q_1 - Q_2)} = \frac{Q_1 Q_2}{\omega C_1 \Delta Q} \quad (6-31)$$

El Q de la impedancia desconocida se obtiene con las ecuaciones (6-26) y (6-31) de forma que

$$Q_p = \frac{R_p}{X_p} = \frac{(C_1 - C_2)(Q_1 Q_2)}{C_1(Q_1 - Q_2)} = \frac{(C_1 - C_2)(Q_1 Q_2)}{C_1 \Delta Q} \quad (6-32)$$

6-9.3 Fuentes de error

Probablemente el factor más importante que afecta la exactitud de las mediciones, y que con más frecuencia pasa inadvertido es la *capacitancia distribuida* o *autocapacitancia* del circuito de medición. La presencia de capacitancia distribuida en una bobina modifica el Q efectivo o *real* y la inductancia de la bobina. A la frecuencia a la cual la autocapacitancia y la inductancia de la bobina están en resonancia, el circuito presenta una impedancia resistiva pura. Esta característica se puede utilizar para medir la capacitancia distribuida.

Un método sencillo para encontrar la capacitancia distribuida (C_d) de una bobina involucra realizar dos mediciones a diferentes frecuencias. La bobina a prueba se conecta directamente a las terminales del medidor de Q (figura 6-33). El capacitor de sintonía se coloca en el valor más alto, de preferencia en la posición máxima, y el circuito se pone en resonancia al ajustar la frecuencia del oscilador. Se está en resonancia cuando hay una deflexión máxima en el medidor del " Q del circuito". Se anotan los valores del capacitor sintonizado (C_1) y de la frecuencia del oscilador (f_1). La frecuencia se incrementa al doble de su valor original ($f_2 = 2f_1$) y el circuito se pone de nuevo en resonancia al ajustar el capacitor de resonancia (C_2).

La frecuencia de resonancia de un circuito LC está dada por la ecuación

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6-33)$$

En el estado inicial de resonancia, la capacitancia del circuito es igual a $C_1 + C_d$, y la frecuencia de resonancia es igual a

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 + C_d)}} \quad (6-34)$$

Después de ajustar el oscilador y el capacitor de sintonía, la capacitancia del circuito

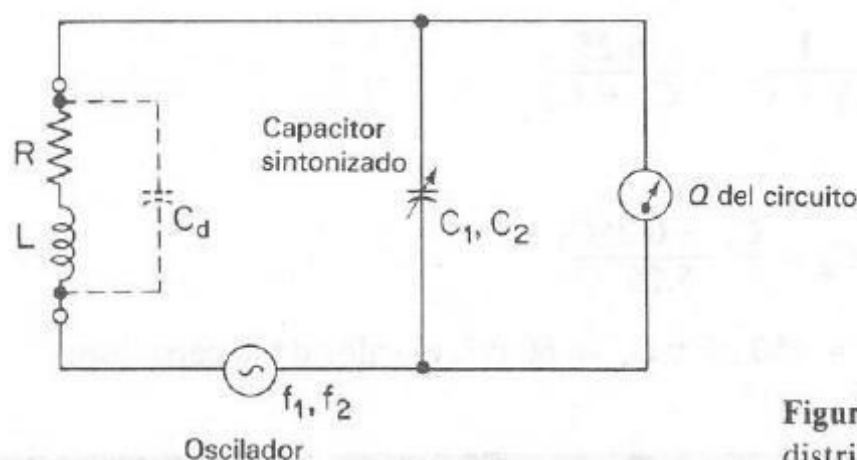


Figura 6-33. Determinación de la capacitancia distribuida de un inductor.

es $C_2 + C_d$, y la frecuencia de resonancia es igual a

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_2 + C_d)}} \quad (6-35)$$

Puesto que $f_2 = 2f_1$, las ecuaciones (6-34) y (6-35) se relacionan de tal manera que

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 + C_d)}} = \frac{2}{2\pi\sqrt{L(C_2 + C_d)}}$$

y

$$\frac{1}{C_2 + C_d} = \frac{4}{C_1 + C_d}$$

Al resolver para la capacitancia distribuida

$$C_d = \frac{C_1 - 4C_2}{3} \quad (6-36)$$

EJEMPLO 6-4

Se va a medir la autcapacitancia de una bobina aplicando el procedimiento descrito anteriormente. La primera medición se hace a $f_1 = 2$ MHz y $C_1 = 460$ pF; la segunda, a $f_2 = 4$ MHz, que da un nuevo valor del capacitor de sintonía, $C_2 = 100$ pF. Hallar la capacitancia distribuida, C_d .

SOLUCION Al aplicar la ecuación (6-36) se tiene

$$C_d = \frac{C_1 - 4C_2}{3} = \frac{460 - 400}{3} = 20 \text{ pF}$$

EJEMPLO 6-5

Calcúlese el valor de la autcapacitancia de una bobina cuando se efectúan las siguientes mediciones: una frecuencia de $f_1 = 2$ MHz, el capacitor sintonizado se coloca en 450 pF. Cuando la frecuencia se incrementa a 5 MHz, el capacitor se sintoniza a 60 pF.

SOLUCION Ya que $f_2 = 2.5 f_1$, las ecuaciones (6-34) y (6-35) se relacionan como sigue

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_2 + C_d)}} = \frac{2.5}{2\pi\sqrt{L(C_1 + C_d)}}$$

Esto se reduce a

$$\frac{1}{C_2 + C_d} = \frac{6.25}{C_1 + C_d}$$

Al resolver para C_d se obtiene

$$C_d = \frac{C_1 - 6.25C_2}{5.25}$$

Al sustituir los valores para $C_1 = 450$ pF y $C_2 = 60$ pF, el valor de la capacitancia distribuida es $C_d = 14.2$ pF.

El Q efectivo de una bobina con capacitancia distribuida es menor que el Q real por un factor que depende del valor de la autocapacitancia y del capacitor de resonancia. Se puede mostrar que

$$Q \text{ verdadero} = Q_e \left(\frac{C + C_d}{C} \right) \quad (6-37)$$

donde $Q_e = Q$ efectivo de la bobina

$C =$ capacitancia en resonancia

$C_d =$ capacitancia distribuida

El Q efectivo se puede considerar normalmente como el Q indicado.

Para muchas mediciones, la resistencia *residual* o *en derivación* (R_{SH}) del circuito medidor de Q de la figura 6-26 es tan pequeña que se considera despreciable, aunque bajo ciertas circunstancias puede contribuir a un error en la medición del Q . El efecto de la resistencia en derivación en la medición depende de la magnitud de la impedancia desconocida y, por supuesto, del valor de la resistencia de R_{SH} . Por ejemplo, la resistencia en derivación de 0.02 ohm puede despreciarse en comparación con una resistencia de la bobina de 10 ohms, pero se vuelve importante cuando se compara con una resistencia de bobina igual a 0.1 ohm. El efecto de la resistencia en derivación de 0.02 ohm se ilustra en los ejemplos 6-6 y 6-7.

EJEMPLO 6-6

Una bobina con resistencia de 10 Ω se conecta en el modo de "medición directa". La resonancia ocurre cuando la frecuencia del oscilador es 1.0 MHz y el capacitor de resonancia es de 65 pF. Calcúlese el porcentaje de error introducido en el valor calculado de Q por la resistencia de inserción de 0.02 Ω .

SOLUCION El Q efectivo de la bobina es igual a

$$Q_e = \frac{1}{\omega CR} = \frac{1}{(2\pi)(10^6)(65 \times 10^{-12})(10)} = 244.9$$

El Q indicado de la bobina es

$$Q_i = \frac{1}{\omega C(R + 0.02)} = 244.4$$

Por lo tanto el porcentaje de error es

$$\frac{244.9 - 244.4}{244.9} \times 100\% = 0.2\%$$

EJEMPLO 6-7

Repítase el problema del ejemplo 6-6 en las siguientes condiciones:

Resistencia de bobina de 0.1 Ω .

La frecuencia de resonancia es 40 MHz.

El capacitor sintonizado se coloca a 135 pF.

SOLUCION El Q efectivo de la bobina es

$$Q_e = \frac{1}{\omega CR} = \frac{1}{2\pi \times 40 \times 10^6 \times 135 \times 10^{-12} \times 0.1} = 295$$

El Q indicado de la bobina es

$$Q_i = \frac{1}{\omega C(R + 0.02)} = 246$$

El porcentaje de error es igual a

$$\frac{295 - 246}{295} = 100\% = 17\%$$

Las fuentes de error son la *inductancia residual* del instrumento, la cual suele ser de $0.015 \mu\text{H}$ y sólo afecta las mediciones de pequeñas inductancias ($< 0.5 \mu\text{H}$). La *conductancia* del voltímetro de Q tiene un ligero efecto de derivación en el capacitor de sintonía a altas frecuencias, pero este efecto puede despreciarse.

6-10 MEDIDOR DEL VECTOR DE IMPEDANCIA

Las mediciones de impedancia se relacionan tanto con la magnitud (Z) como con el ángulo de fase del componente. A frecuencias inferiores a los 100 MHz, por lo regular bastan las mediciones de voltaje y corriente para determinar la magnitud de la impedancia. La diferencia de fase entre la onda del voltaje y la onda de la corriente indica si el componente es capacitivo o inductivo. Si se determina el ángulo de fase, utilizando, por ejemplo un osciloscopio que presente el patrón del Lissajous, es factible calcular la reactancia. Si se ha de especificar totalmente un componente, se deben determinar sus propiedades para varias frecuencias, lo que puede requerir de muchas mediciones. En especial a altas frecuencias, estas mediciones llegan a ser bastante complejas, requieren bastante tiempo y representan muchos pasos para obtener la información deseada.

El desarrollo de instrumentos como el *medidor de vector de impedancia* permite realizar mediciones de impedancia sobre un amplio intervalo de frecuencia. Se pueden realizar incluso *gráficas de barrido en frecuencia* de impedancia y ángulo de fase contra frecuencia, que abarcan toda la banda de frecuencias de interés.

El medidor de vector de impedancia (figura 6-34) efectúa mediciones simultáneas de impedancia y ángulo de fase en un intervalo de frecuencia de 400 kHz hasta 110 MHz. El componente desconocido se conecta a las terminales de entrada del instrumento; luego se elige la frecuencia deseada por medio de los controles ubicados en el panel frontal y los dos medidores indican la magnitud de la impedancia y del ángulo de fase.

La operación de un medidor de vector de impedancia se comprende mejor con referencia al diagrama de bloques de la figura 6-35 de un instrumento representativo.

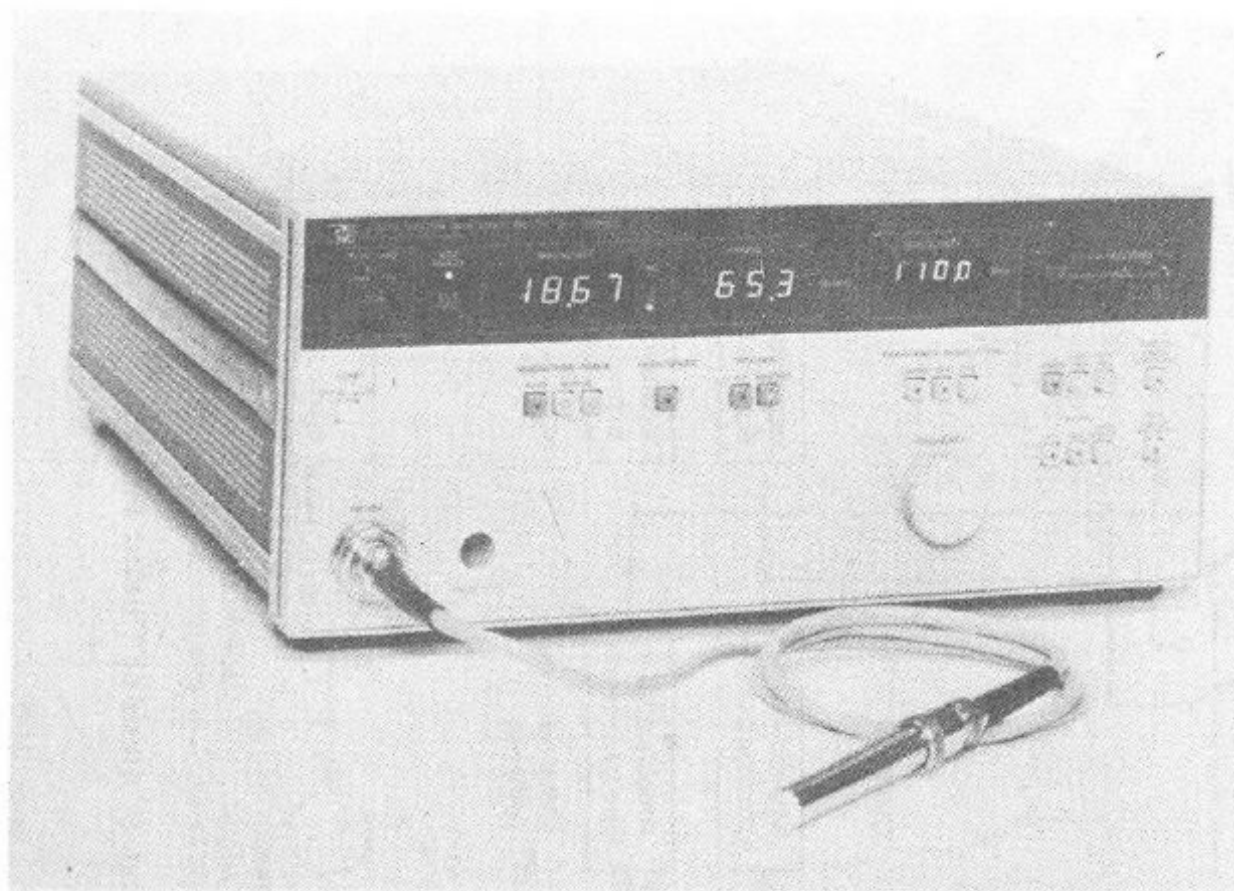


Figura 6-34. Medidor del vector de impedancia. (Cortesía de Hewlett-Packard Company.)

Se realizan dos mediciones: 1) la magnitud de la impedancia se establece midiendo la corriente a través del componente desconocido cuando se le aplica un voltaje conocido, o midiendo el voltaje a través del componente cuando se hace pasar por él una corriente conocida, 2) el ángulo de fase se determina hallando la diferencia de fase entre el voltaje a través del componente y la corriente que lo atraviesa.

El diagrama de bloques de la figura 6-35 muestra que el instrumento tiene un *generador de señal* (oscilador puente de Wien) con dos controles en el panel para seleccionar el rango de frecuencias y ajustarlo continuamente hasta el valor seleccionado. La frecuencia del oscilador pasa a un *amplificador de AGC* (*Automatic Gain Control*: Control Automático de Ganancia) el cual permite un ajuste exacto de la ganancia por medio del voltaje de realimentación. Este ajuste de la ganancia es un control interno operado por la posición del *interruptor de rango de impedancia*, el cual se conecta a la salida del amplificador de AGC. El interruptor de rango de impedancia es una red de precisión atenuadora que controla al voltaje de salida del oscilador y, al mismo tiempo, determina la forma en la cual se conectará el componente desconocido al circuito en el que está el interruptor de rango.

El interruptor de rango de impedancia permite la operación del instrumento en dos modos: de corriente constante y de voltaje constante. Las tres escalas bajas ($\times 1$, $\times 10$, y $\times 100$) operan en el modo de corriente constante y las cuatro escalas altas operan en el modo de voltaje constante.

En el modo de corriente constante, el componente desconocido se conecta a la entrada del amplificador diferencial de ca. La corriente aplicada al componente desconocido depende de la posición del interruptor de rango de impedancia. Esta corriente se mantiene constante debido a la acción de la transresistencia del amplifica-

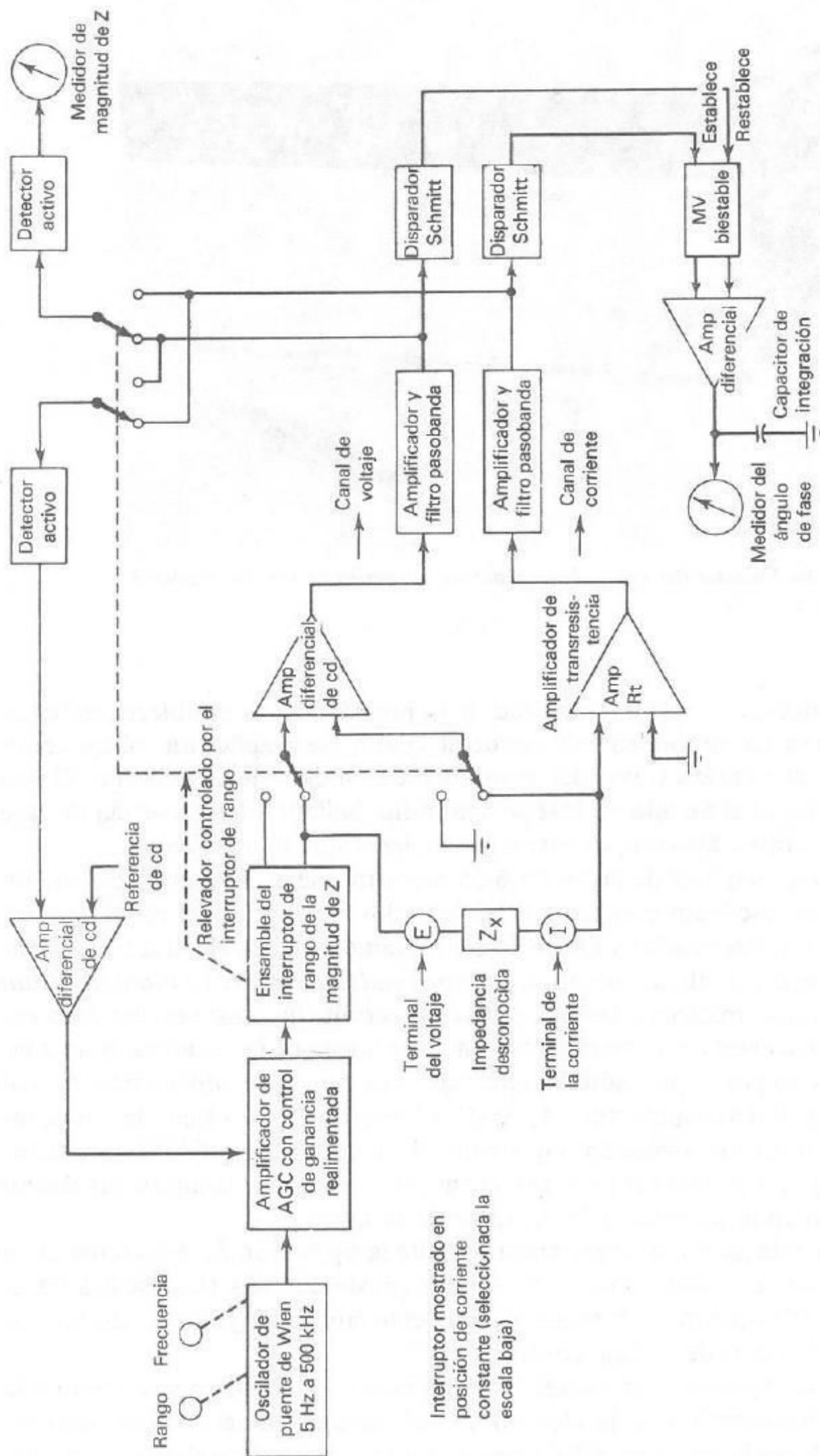


Figura 6-35. Diagrama de bloques del medidor del vector de impedancia. (Cortesía de Hewlett Packard Company.)

dor R_T , la cual convierte la corriente a través del componente desconocido en un voltaje de salida igual a tantas veces la resistencia de realimentación multiplicada por la corriente. El amplificador de R_T es un amplificador operacional cuyo voltaje de salida es proporcional a la corriente de entrada. La salida del amplificador de R_T se aplica a un circuito detector y se compara con un voltaje de cd de referencia. El voltaje de control resultante regula la ganancia del amplificador de AGC y, por consiguiente también el voltaje aplicado al interruptor de rango de impedancia. La salida del amplificador diferencial de ca se aplica a un amplificador y a una sección de filtros que consiste de filtros pasa bajas y pasa altas y que cambian con el rango de frecuencia para limitar el ancho de banda del amplificador. La salida del filtro paso banda se conecta, una vez seleccionado, a un detector que controla el medidor de magnitud de Z . Puesto que la corriente a través del elemento desconocido se mantiene constante debido al amplificador de R_T , el medidor de magnitud de Z , que mide el voltaje en la impedancia desconocida, deflexiona en proporción con la magnitud de la impedancia desconocida y se calibra de acuerdo con estos valores.

En el modo de voltaje constante las dos entradas del amplificador diferencial se conmutan; la terminal conectada a la entrada del amplificador de transresistencia en el modo de corriente constante ahora se conecta a tierra. La otra entrada del amplificador diferencial que estaba conectada a la terminal del voltaje del componente desconocido se conecta ahora a un punto en el interruptor de rango de magnitud de Z , el cual se mantiene a un potencial constante. La terminal de voltaje del componente desconocido se conecta al mismo punto del potencial constante o, según la posición del interruptor de rango de magnitud de Z , a una fracción decimal de este voltaje. En cualquier caso, el voltaje en el elemento desconocido se mantiene a un nivel constante. La corriente a través del elemento desconocido se aplica al amplificador de transresistencia, el cual produce de nuevo un voltaje de salida proporcional a la corriente de entrada.

Ahora se invierten las funciones del amplificador diferencial de ca y del de transresistencia. La salida de voltaje del amplificador de R_T se aplica al detector y luego al medidor de magnitud de Z . El voltaje de salida del amplificador diferencial controla la ganancia del amplificador de AGC igual que el amplificador de R_T lo hizo en el modo de corriente constante.

Las mediciones del *ángulo de fase* se realizan al mismo tiempo. Las salidas tanto del canal de voltaje como del de corriente se amplifican y cada una se conecta a un circuito disparador Schmitt. Este circuito produce un pulso en sentido positivo cada vez que la onda senoidal de entrada cruza por cero. Estos pulsos positivos se aplican a un circuito *detector de fase binario*. El detector de fase consta de un multivibrador biestable, un amplificador diferencial y un capacitor integrador. El pulso en sentido positivo del canal de corriente constante fija (set) el multivibrador y el pulso del canal de voltaje constante lo restablece (*reset*). El tiempo de "fijación" del MV se determina por medio del cruce por cero de las ondas de voltaje y de corriente. Las salidas fijadas y "restablecidas" del MV pasan al amplificador diferencial, el cual aplica la diferencia de voltaje al capacitor integrador. El voltaje en el capacitor es directamente proporcional al intervalo de tiempo de cruce por cero y se aplica al medidor de ángulo de fase, éste indica luego la diferencia de fase, en grados, entre las ondas del voltaje y la corriente.

La *calibración* del medidor del vector de impedancia se realiza conectando componentes patrones a las terminales de entrada. Estos componentes pueden ser capacitores o resistencias patrón. Se necesita un contador electrónico para determinar exactamente el periodo de la frecuencia de prueba aplicada. Cuando el valor de la frecuencia del componente a prueba y la frecuencia de la señal de prueba se conocen con exactitud, se puede calcular la impedancia a la reactancia y compararla con la indicación del medidor de magnitud de Z . Con una resistencia patrón conectada a las terminales de entrada, el medidor de ángulo de fase debe indicar 0 grados.

6-11 VOLTÍMETRO VECTORIAL

El *voltímetro vectorial* mide la amplitud de una señal a través de dos puntos de un circuito y al mismo tiempo mide la diferencia de fase entre las ondas en esos dos puntos. Este instrumento tiene una amplia variedad de aplicaciones, especialmente en situaciones donde otros métodos son muy difíciles de usar o requieren demasiado tiempo. El voltímetro vectorial es útil en las aplicaciones de VHF y se puede utilizar con buenos resultados en mediciones como:

- a) Ganancia del amplificador y corrimiento de fase
- b) Pérdidas de inserción complejas
- c) Funciones de transferencia de filtros
- d) Parámetros de redes de dos puertos

El voltímetro vectorial básicamente convierte dos señales de RF de la misma frecuencia fundamental (de 1 MHz a GHz) en señales de IF con frecuencia fundamental de 20 kHz. Estas señales de IF tienen las mismas amplitudes, formas de onda y relaciones de fase, como las señales de RF originales. Consecuentemente, las componentes fundamentales de las señales de IF tienen la misma amplitud y relación de fase, al igual que las componentes fundamentales de las señales aplicadas de RF. Estas componentes fundamentales de las señales de IF se miden con un voltímetro y un medidor de fase.

El diagrama de bloques de la figura 6-36 muestra que el instrumento consiste de cinco secciones principales: dos convertidores de RF a IF, una sección de control automático de fase, un circuito medidor de fase y un circuito voltímetro. Los convertidores de RF en IF y la sección de control de fase producen dos señales senoidales de 20 kHz con las mismas amplitudes y relación de fase, al igual que las componentes fundamentales de las señales de RF aplicadas a los canales A y B. La sección del medidor de fase continuamente monitoria y controla estas dos ondas senoidales de 20 kHz e indica el ángulo de fase entre ellas. La sección del voltímetro se puede conmutar entre el canal A o el canal B para proporcionar una medida de la amplitud.

Cada convertidor de RF a IF consta de un muestreador y un amplificador sintonizado. El muestreador produce una réplica de 20 kHz de la onda de RF de entrada y el amplificador sintonizado extrae la componente fundamental de 20 kHz a esta réplica. El *muestreo* es un proceso de ampliación en el tiempo, con lo cual una señal repetitiva de alta frecuencia se duplica con una frecuencia mucho más baja. El proce-

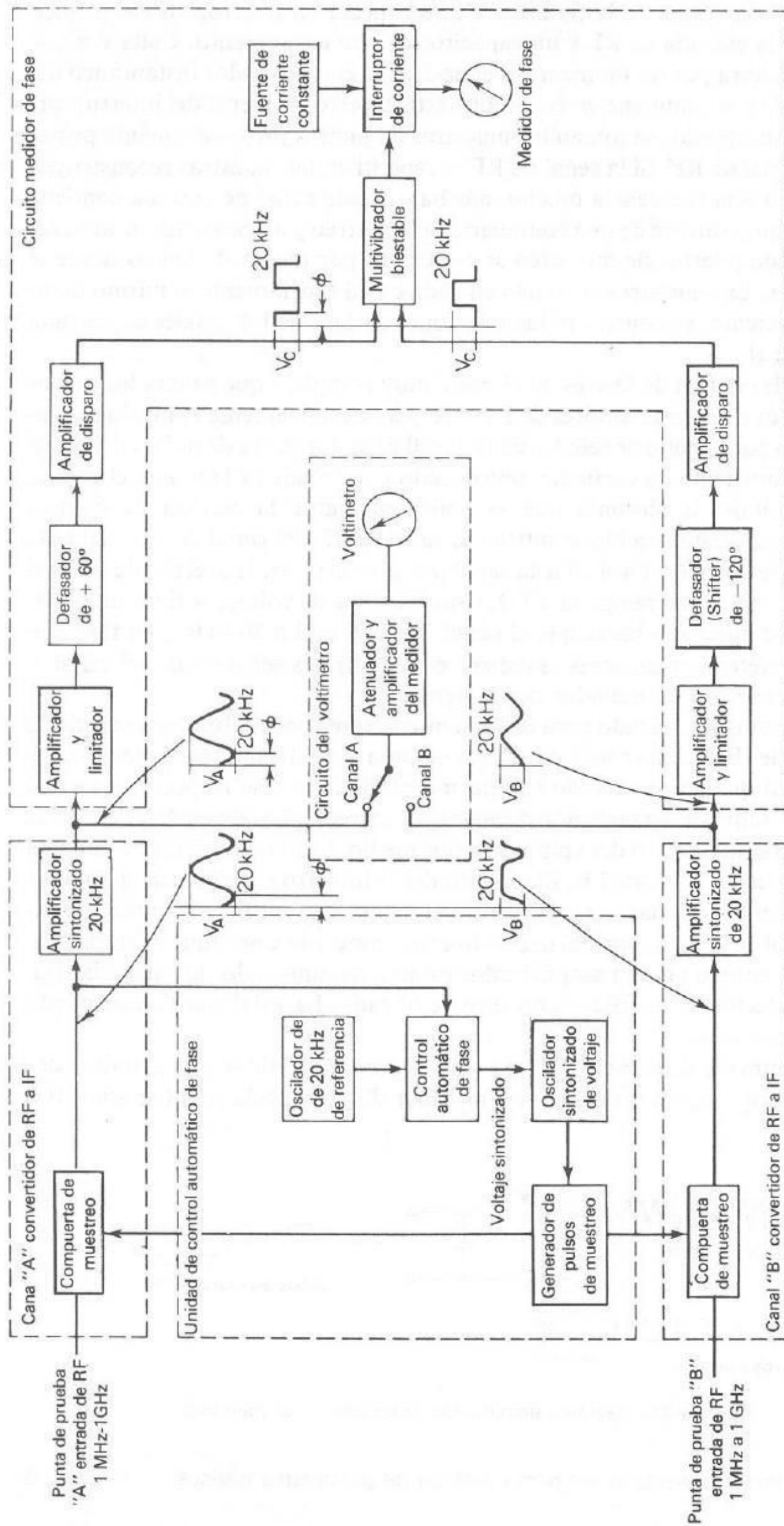


Figura 6-36. Diagrama de bloque del voltímetro vectorial. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

so se ilustra en el diagrama de la figura 6-37. Se conecta un interruptor electrónico entre la señal de la entrada de RF y un capacitor de almacenamiento. Cada vez que el interruptor se cierra por un momento el capacitor se carga al valor instantáneo del voltaje de entrada y se mantiene en ese valor hasta el próximo cierre del interruptor. Con un tiempo apropiado, se toman las muestras en puntos progresivamente posteriores sobre la señal de RF. Si la señal de RF es repetitiva, las muestras reconstruyen la señal original a una frecuencia mucho más baja. Cada canal de entrada contiene un muestreador que consiste de una compuerta de muestreo y un capacitor de almacenamiento. Las compuertas de muestreo se controlan por medio de pulsos desde el mismo generador. Las muestras se toman en cada canal exactamente al mismo tiempo y, por consiguiente, se conservan las relaciones de fase de las señales de entrada en las señales de IF.

La unidad de control de fase es un circuito muy complejo que genera los pulsos de muestreo de los dos convertidores de RF e IF y automáticamente controlan la razón de los pulsos para producir señales de IF de 20 kHz. La razón de pulsos de muestreo se controla mediante un oscilador sintonizado por voltaje (VTO) para el cual se suministra el voltaje de sintonía que se aplica mediante la sección de control automático de fase. Esta sección mantiene la señal de IF del canal A a los 20 kHz del oscilador de referencia. Para fijar la señal por primera vez, la sección de control de fase aplica un voltaje de rampa al VTO. Con la rampa de voltaje se tiene un barrido en la razón de muestreo hasta que el canal A de IF está a 20 kHz y en fase con el oscilador de referencia; entonces se detiene el barrido y la señal de IF del canal A se mantiene en fase con el oscilador de referencia.

El amplificador sintonizado pasa únicamente la componente fundamental de 20 kHz de la señal de IF de cada canal. La salida de cada amplificador sintonizado consiste de una señal que ha mantenido su relación original de fase respecto a la señal en el otro canal y también una relación de amplitud correcta. Las dos señales filtradas se pueden conectar al circuito del voltímetro por medio de un interruptor en el panel frontal marcado canal A y canal B. El circuito del voltímetro contiene un atenuador de entrada para proporcionar el rango apropiado de medición. Este atenuador también es un control en el panel frontal marcado como rango de amplitud. El amplificador del medidor consiste de un amplificador estable realimentado de ganancia fija, seguido de una sección de rectificación y otra de filtrado. La señal rectificada se aplica a un voltímetro de cd.

Para determinar la diferencia de fase entre las dos señales de IF, los amplificadores sintonizados van seguidos del circuito medidor de fase. Cada canal se amplifica

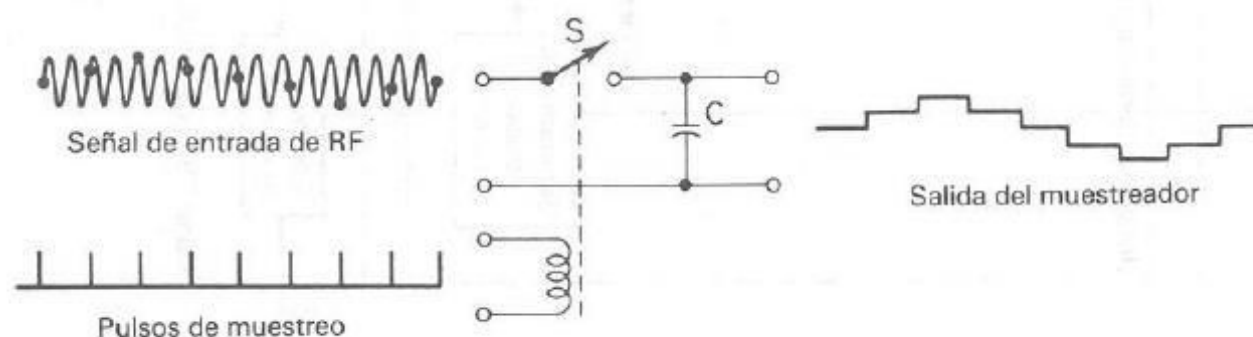


Figura 6-37. Diagrama simplificado de un circuito de muestreo.

primero y después se limita, lo cual genera señales de onda cuadrada en la entrada de los circuitos de corrimiento de fase de IF. El circuito en el canal A traslada la fase de la señal de onda cuadrada en $+ 60$ grados y el circuito del canal B, en -120 grados. Ambos corrimientos de fase se logran mediante una combinación de redes capacitivas y amplificadores inversores y no inversores cuya salida sumada vectorialmente proporciona el corrimiento de fase deseado. Las salidas de los circuitos de corrimiento de fase se amplifican y recortan, lo que produce ondas cuadradas, que se aplican a los amplificadores disparadores. Estos circuitos convierten las señales de entrada de onda cuadrada en pulsos con tiempos de subida muy rápidos. El multivibrador biestable se dispara mediante pulsos de ambos canales. El canal A se conecta a la entrada *set* del MV y el canal B, a la entrada *reset* del MV. Si el corrimiento de fase inicial entre las señales de RF en las puntas de prueba fuera de cero grados, los pulsos de disparo en el MV estarán 180 grados fuera de fase por la acción de los circuitos de corrimiento de fase. El MV produce un voltaje de salida de onda cuadrada que es simétrico con respecto de cero. Cualquier corrimiento de fase en las puntas de prueba de RF se traslada por todo el sistema y varía los pulsos de disparo a partir de su relación original de 180 grados, produciendo una onda asimétrica.

La onda cuadrada (asimétrica) controla el interruptor de corriente, el cual es un transistor conmutado que entra en conducción con la parte negativa de la onda cuadrada. El interruptor conecta la fuente de corriente constante al *medidor de fase*. Con corrimiento de fase de cero grados a la entrada de RF, el interruptor se apaga y enciende (conduce y no conduce) durante periodos iguales y la fuente de corriente se ajusta para que la lectura del medidor a 0° esté en el centro de la escala. Todo corrimiento de fase de RF da como resultado una onda asimétrica que produce más o menos corriente hacia el medidor de fase, dependiendo de si el corrimiento de fase hace que el semiciclo negativo de la onda cuadrada sea mayor o menor. Un corrimiento de fase de 180 grados en la entrada origina que la onda cuadrada se convierta en un voltaje de cd positivo o negativo y que el interruptor no permita que pase corriente o que llegue corriente máxima al medidor de fase. Estas desviaciones máximas de la lectura central de 0° están marcadas en la carátula de la escala como $+ 180^\circ$ o -180° . La escala de la fase se puede seleccionar mediante un selector en el panel frontal, el cual tiene una derivación al medidor de fase y cambia su sensibilidad.

El instrumento contiene una sección para la fuente de alimentación, que no aparece en el diagrama de bloques de la figura 6-36. La fuente genera todos los voltajes de alimentación necesarios para las distintas secciones del instrumento.

El proceso de calibración y prueba de las especificaciones varía de un instrumento a otro. En el manual del aparato se da una descripción completa de las diferentes pruebas y se incluyen también los procedimientos y la instrumentación que se necesita para tales pruebas.

6-12 MEDICIONES DE VOLTAJE Y POTENCIA DE RF

Un ejemplo de un medidor amplificado es el voltímetro de RF (figura 6-38). La energía de radiofrecuencia es esencialmente voltaje de ca, excepto que las frecuencias son mucho más altas que las manejadas al experimentar con distribución de po-

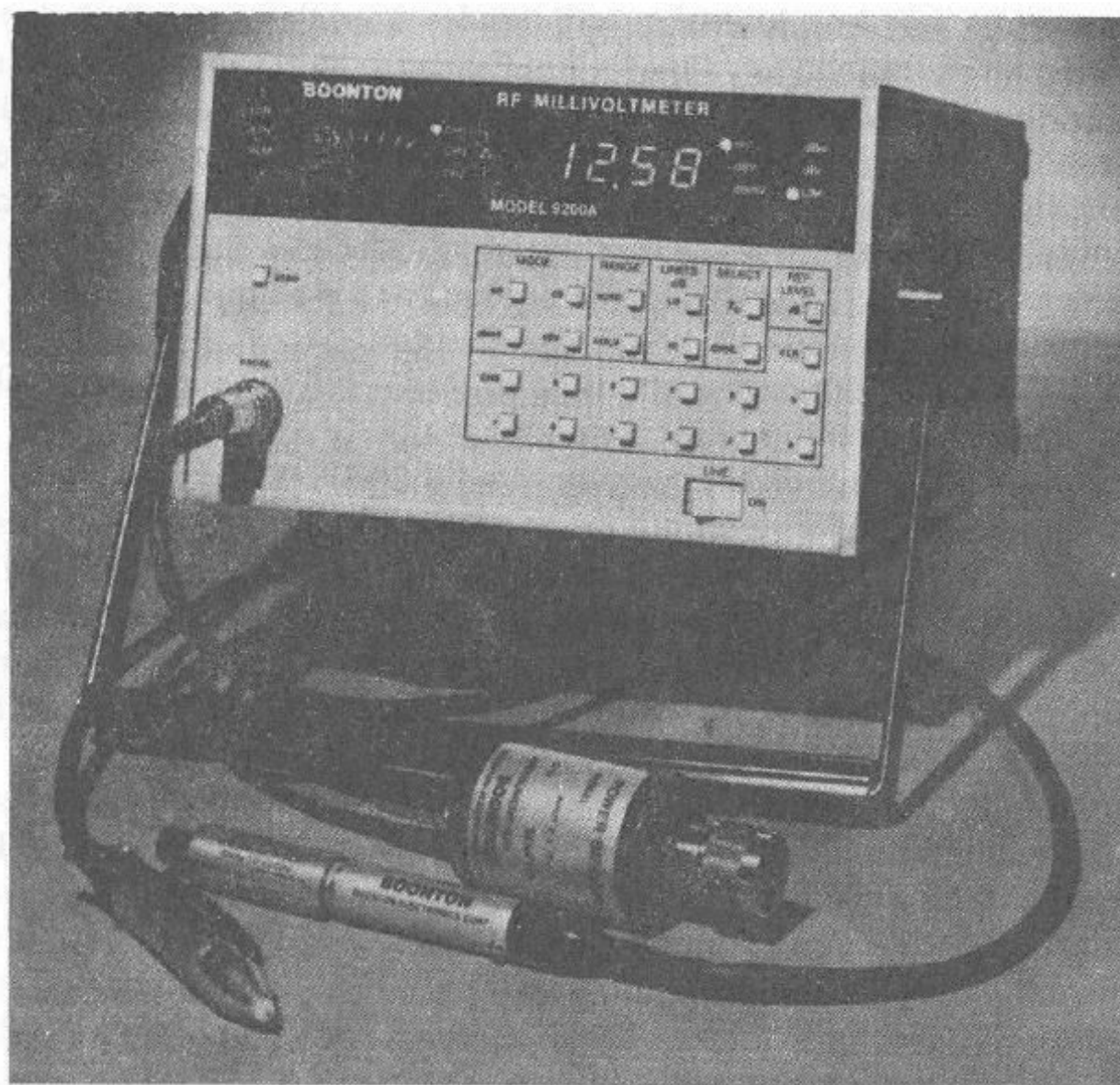


Figura 6-38. Milivoltímetro de RF para la medición de voltaje y potencia de RF.
(Cortesía de Boonton Electronics Corporation.)

tencia, amplificadores de audiofrecuencia, o sistemas de control. La radiofrecuencia se halla en la región de los gigahertz, donde es muy difícil amplificar y se debe tener sumo cuidado ya que los componentes normales a menudo no son útiles para estas aplicaciones.

El voltaje de radiofrecuencia se mide por medio de la rectificación del voltaje alterno y la amplificación de la salida de cd resultante. En virtud de la dificultad en la amplificación de la señal de RF, el voltaje de RF se rectifica primero y la salida de cd se amplifica.

Los diodos utilizados para rectificar la onda de RF no son como los rectificadores utilizados en un medidor de ca convencional (capítulo 4). Los diodos para rectificar las señales de RF son del tipo de barrera Schottky o de punto de contacto. Los diodos de unión convencionales con pequeñas geometrías sirven para bajas frecuencias; sin embargo, la mayoría de los diodos detectores no son diodos de unión *PN*. Hay dos problemas significativos con los diodos para la rectificación de RF. Primero, la mayoría tiene una capacitancia excesiva para la rectificación de RF a alta frecuencia; segundo, la mayor parte tiene un excesivo tiempo de recuperación inverso.

Cuando los diodos se operan a potenciales bajos de polarización directa, la salida rectificada no es igual al pico de la entrada. Esto significa que para amplitudes

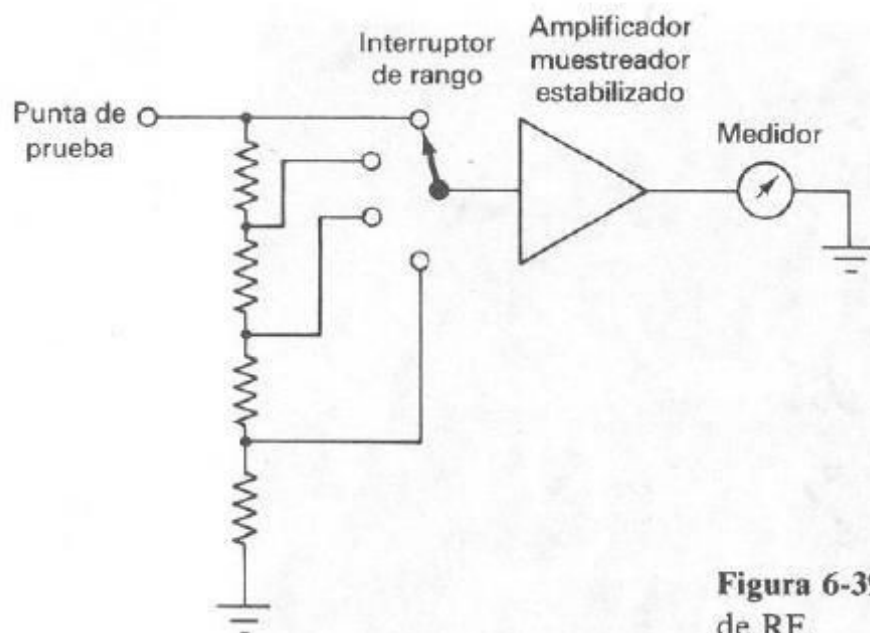


Figura 6-39. Diagrama de bloques del milivoltímetro de RF.

de voltaje de RF muy bajos, la salida de cd resultante es aún menor y se requiere un amplificador muestreador estabilizado o cualquier otro amplificador estabilizado para arrastres de cd. La figura 6-39 muestra un diagrama de bloques de un milivoltímetro sensible de RF. El rectificador real de RF o detector se suele montar en una punta de prueba, de forma que las mediciones se realizan con la mínima cantidad de cable de interconexión, ya que las pérdidas del cable coaxial pueden originar errores significativos a muy altas frecuencias. La salida del detector se encuentra en la región baja de los milivolts, y frecuentemente es menor; por lo que se amplifica vía un amplificador muestreador estabilizado, se digitaliza y se presenta en un exhibidor digital.

El tipo de medición realizada por el milivoltímetro de RF depende del tipo de punta de prueba utilizada. Las mediciones de voltaje se realizan con una punta de prueba semejante a la mostrada en la figura 6-40a, con una relativamente alta impedancia, presentándose inevitablemente cierta capacitancia. Esta punta de prueba se

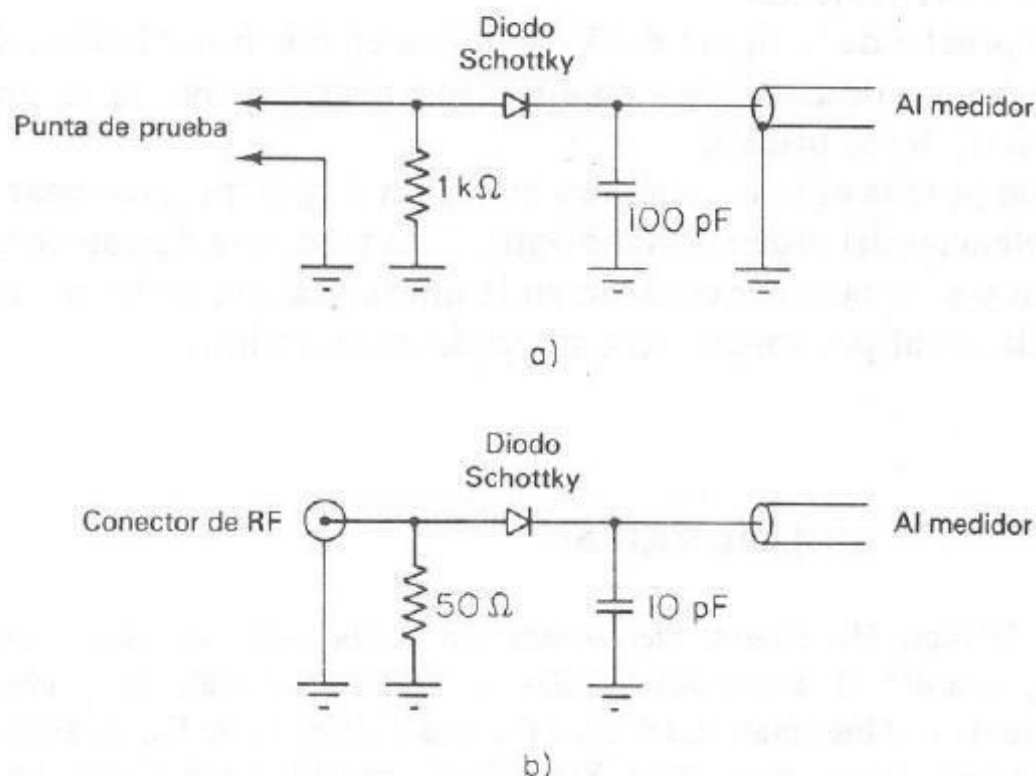


Figura 6-40. Dos puntas de prueba distintas para utilizarse con el milivoltímetro de RF.



Figura 6-41. El Megger Biddle es un instrumento común para medir muy altas resistencias. (Cortesía de Biddle Instruments.)

puede utilizar con circuitos donde las impedancias varían y el circuito no se puede aislar ni terminar externamente.

La punta de prueba de la figura 6-40b se utiliza en muchos circuitos de alta frecuencia donde se pueden desconectar y comúnmente terminar, por lo general con una impedancia de 50Ω , desde afuera.

Esta punta de prueba es más bien para medición de potencia en lugar de voltaje y puede medir potencias del orden de nanowatts. Esta medición de potencia no es una medición real rms y se debe tener cuidado en la interpretación de las mediciones, en especial cuando la señal por medir tiene aplicada modulación.

BIBLIOGRAFIA

- 6-1. Gothmann, William H., *Digital Electronics: An Introduction to Theory and Practice*, 2a. edición, capítulo 11. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1982.
- 6-2. Graeme, Jerald G., Huelsman, Lawrence P., and Tobey, Gene E., *Operational Amplifiers: Design and Applications*. New York: McGraw-Hill Book Company, 1971.
- 6-3. Lenk, John D., *Handbook of Practical Electronic Circuits*, capítulo 6. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1982.

- 6-4. Oppenheimer, Samuel, *Fundamentals of Electric Circuits*, capítulo 23. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc. 1984.
- 6-5. Prensky, Sol D., and Castellucis, Richard L., *Electronic Instrumentation*, 3a. edición, capítulo 7. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc. 1982.
- 6-6. Rutkowski, George B., *Integrated Circuit Operational Amplifiers*, 2a. edición. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1984.

PROBLEMAS

- 6-1. ¿Cuáles son las ventajas de un amplificador muestreador estabilizado?
- 6-2. ¿Cuál es el voltaje más bajo a plena escala que se puede presentar con un medidor de bobina móvil que tiene una resistencia interna de $150\ \Omega$? ¿Cuál sería la sensibilidad de este medidor en ohms por volt? ¿Existe alguna manera de que este medidor se pueda utilizar para obtener una lectura de voltaje menor a deflexión total?
- 6-3. Se tiene un medidor de corriente de 25 mA a plena escala con una resistencia interna de $100\ \Omega$ para construir un voltímetro de ca con un rango de voltaje de 200 V rms. Utilizando cuatro diodos en un arreglo puente, en donde cada diodo tiene una resistencia en directo de $500\ \Omega$ y una resistencia inversa infinita, calcule la resistencia limitadora en serie necesaria para el rango de 200 V rms.
- 6-4. Para la medición de pequeños valores de capacitancia, se utiliza un generador de señal de 60 MHz en un medidor de capacitancia. ¿Qué valor de resistencia en serie se necesita si el corrimiento de fase se debe mantener por abajo de 5.7 grados para lecturas de capacitancia a plena escala de 1, 10, y 100 pF?
- 6-5. ¿Qué indicaría un medidor de lectura verdadera rms si se aplica un pulso de 5 V pico y un ciclo de trabajo 25 por ciento? ¿Qué indicaría el medidor si se aplica una entrada de 5 V cd (considerar que el medidor tiene la capacidad para mediciones de cd)?
- 6-6. Para verificar la capacitancia distribuida de una bobina, ésta se pone en resonancia a 10 MHz con 120 pF y posteriormente se pone en resonancia a 15 MHz con 40 pF. ¿Cuál es la inductancia de la bobina y cuál es la capacitancia distribuida equivalente?
- 6-7. Una bobina con una resistencia de $3\ \Omega$ se conecta a las terminales de un medidor de Q de la figura 6-34. La resonancia ocurre a una frecuencia del oscilador de 5 MHz y con una capacitancia de 100 pF. Calcule el porcentaje de error introducido por la resistencia en derivación $R_{SH} = 0.1\ \Omega$.

7

Osciloscopios

7-1 INTRODUCCION

El osciloscopio de rayos catódicos es quizá la herramienta más versátil para el desarrollo de sistemas y circuitos electrónicos; por otro lado, ha sido uno de los instrumentos más importantes en el desarrollo de la electrónica moderna. El osciloscopio de rayos catódicos es un dispositivo que permite desplegar la amplitud de señales eléctricas ya sea de voltaje, corriente, potencia, etcétera, principalmente como una función del tiempo. El osciloscopio depende del movimiento de un haz de electrones, el cual se hace visible cuando choca contra una superficie de fósforo, lo que produce un punto visible. Si el haz de electrones se desvía por cualquiera de los dos ejes ortogonales, conocidos como ejes *X* y *Y* para la construcción de gráficas convencionales, el punto luminoso se puede utilizar para formar una presentación en dos dimensiones. El eje *X* se desvía en un valor constante, con respecto al tiempo, y el eje vertical o *Y* se desvía en respuesta a una excitación de entrada como el voltaje, lo que es muy importante para el desarrollo de circuitos electrónicos.

Desde hace tiempo se cuenta con dispositivos de registro con base de tiempo, como los registradores de pluma o los de rollo de cartas; sin embargo, el osciloscopio tiene una velocidad de operación mucho más rápida. Más que registrar eventos en un periodo de pocos segundos, lo cual es tarea básica de un registrador de tipo mecá-

nico, el osciloscopio exhibe eventos que acontecen durante periodos de microsegundos o nanosegundos.

7-2 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL OSCILOSCOPIO

La parte principal del osciloscopio es el tubo de rayos catódicos, que genera el haz de electrones, lo acelera a alta velocidad y lo desvía para crear la imagen; además, contiene la pantalla de fósforo donde el haz de electrones llega a ser visible. Para completar esta tarea, se requieren varios voltajes y señales eléctricas, estas señales dictan la operación del resto de los bloques del diagrama que se muestra en la figura 7-1. El bloque de la fuente de poder proporciona los voltajes que necesita el tubo de rayos catódicos para generar y acelerar el haz de electrones; también suministra los voltajes de operación para los demás circuitos del osciloscopio. Se necesitan voltajes relativamente altos para la aceleración de los electrones en el tubo de rayos catódicos de algunos miles de volts, así como de un voltaje bajo para el filamento del cañón que emite los electrones. Los voltajes suministrados para los otros circuitos son de diferentes valores, por lo general no más de algunos cientos de volts.

El osciloscopio de laboratorio tiene una base de tiempo que genera el voltaje adecuado para alimentar el tubo de rayos catódicos y deflektar el punto en una proporción constante dependiente del tiempo. La señal que se debe visualizar se alimenta a un amplificador vertical. Este incrementa el potencial de la señal de entrada a un nivel que proporciona una deflexión utilizable del haz de electrones. Para sincronizar la deflexión horizontal con la entrada vertical, de manera que la deflexión horizontal comience en el mismo punto de la señal vertical de entrada cada vez que ésta es barri-

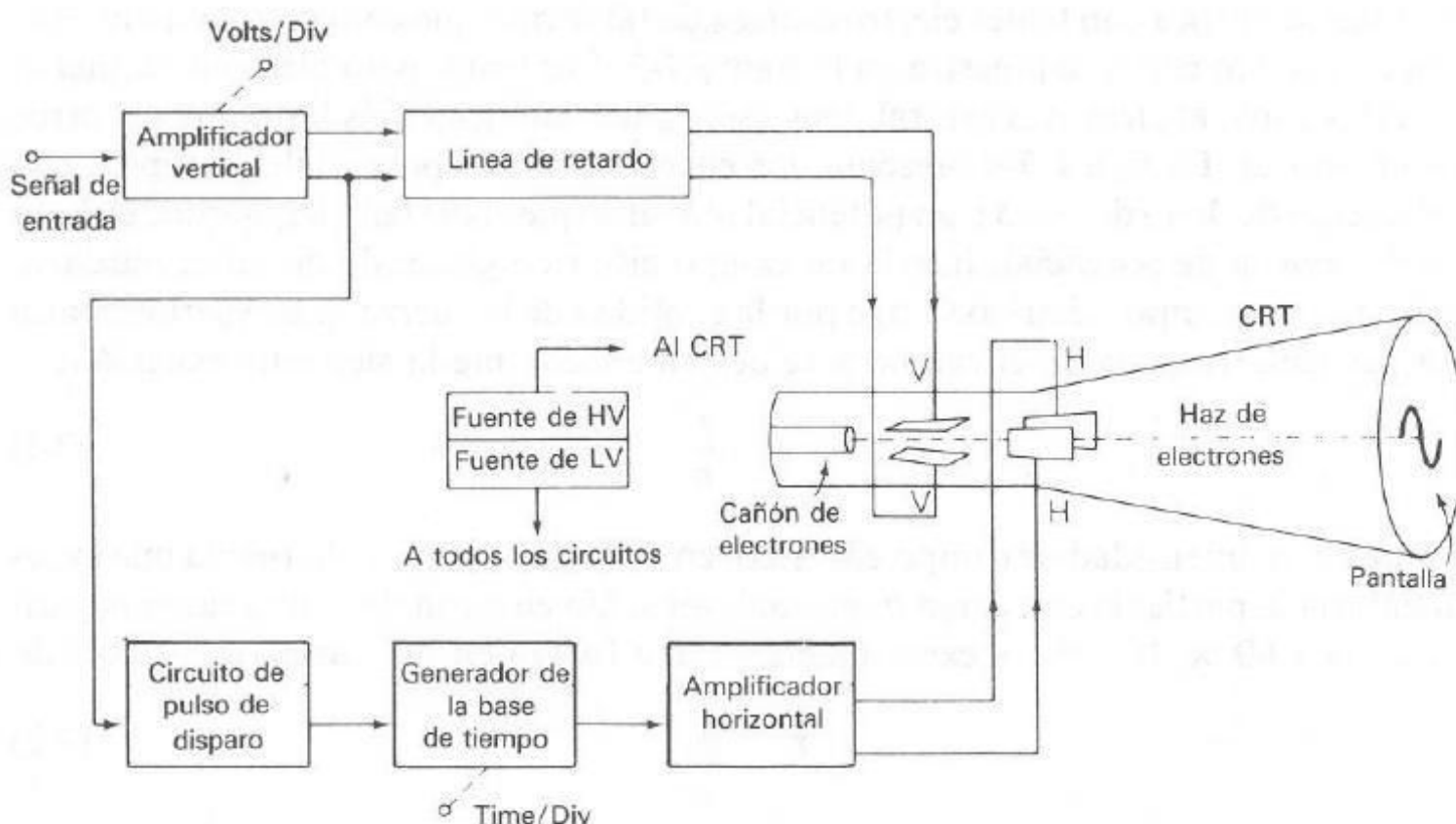


Figura 7-1. Diagrama de bloques de un osciloscopio de propósito general.

da, se utiliza un circuito de sincronización o de disparo. Este circuito es el enlace entre la entrada vertical y la base de tiempo horizontal.

7-3 TUBO DE RAYOS CATODICOS

7-3.1 Primeros tubos de rayos catódicos

La figura 7-2 ilustra un corte transversal de uno de los primeros tubos de rayos catódicos; este sencillo dispositivo aún se llega a utilizar en osciloscopios de bajas frecuencias. La operación básica del tubo de rayos catódicos moderno se facilita con la comprensión del tubo de rayos catódicos básico.

Un cátodo calentado emite electrones, los cuales se aceleran debido al primer ánodo de aceleramiento, o ánodo de preaceleramiento, a través de un pequeño hueco en la rejilla de control. La cantidad de la corriente de cátodo, que gobierna la intensidad del punto, puede controlarse con la rejilla de control de una manera similar a un tubo al vacío convencional. El ánodo preacelerador es un cilindro hueco que está a un potencial de algunos cientos de volts más positivo que el cátodo, así que el haz de electrones se acelera en el campo eléctrico. Un ánodo de enfoque es colocado poco antes del ánodo preacelerador siendo éste también un cilindro. Siguiendo al ánodo de enfoque está el ánodo acelerador, el cual da al haz de electrones el último suministro de energía antes de que viaje hacia la pantalla fosforescente.

Aunque sólo se hace referencia a un “ánodo de enfoque”, éste necesita tres elementos para enfocar el haz de electrones. Si a los electrones acelerados se les permitiera viajar simplemente hacia la pantalla de fósforo, divergirían debido a las variaciones de energía y producirían un punto bastante mal definido sobre el fósforo, por lo tanto, el haz se enfoca con lentes electrostáticas de tal forma que converge sobre la pantalla de fósforo como se muestra en la figura 7-3. Las lentes para electrón requieren tres elementos, el elemento central debe estar a un potencial más bajo que los otros dos exteriores. La figura 7-4 presenta dos elementos a dos potenciales distintos con el elemento del lado derecho a un potencial más alto que el del lado izquierdo. Debido a la diferencia de potencial, habría un campo eléctrico generado como se muestra. La fuerza del campo eléctrico se rige por la cantidad de la fuerza que experimentaría una partícula cargada en el campo y se describe mediante la siguiente ecuación:

$$\epsilon = \frac{f}{q} \quad (7-1)$$

Donde ϵ es la intensidad de campo eléctrico, en volts por metro y f la fuerza que experimentaría la partícula con carga q , en coulombs. Un electrón tiene una carga negativa, e , de 1.60×10^{-19} C, y experimentaría una fuerza en un campo eléctrico ϵ de

$$f_e = e\epsilon \quad (7-2)$$

El campo eléctrico generado no es uniforme, y si se dibujaran líneas equipotenciales (figura 7-4), éstas se curvarían en el centro de los dos cilindros. Únicamente los elec-

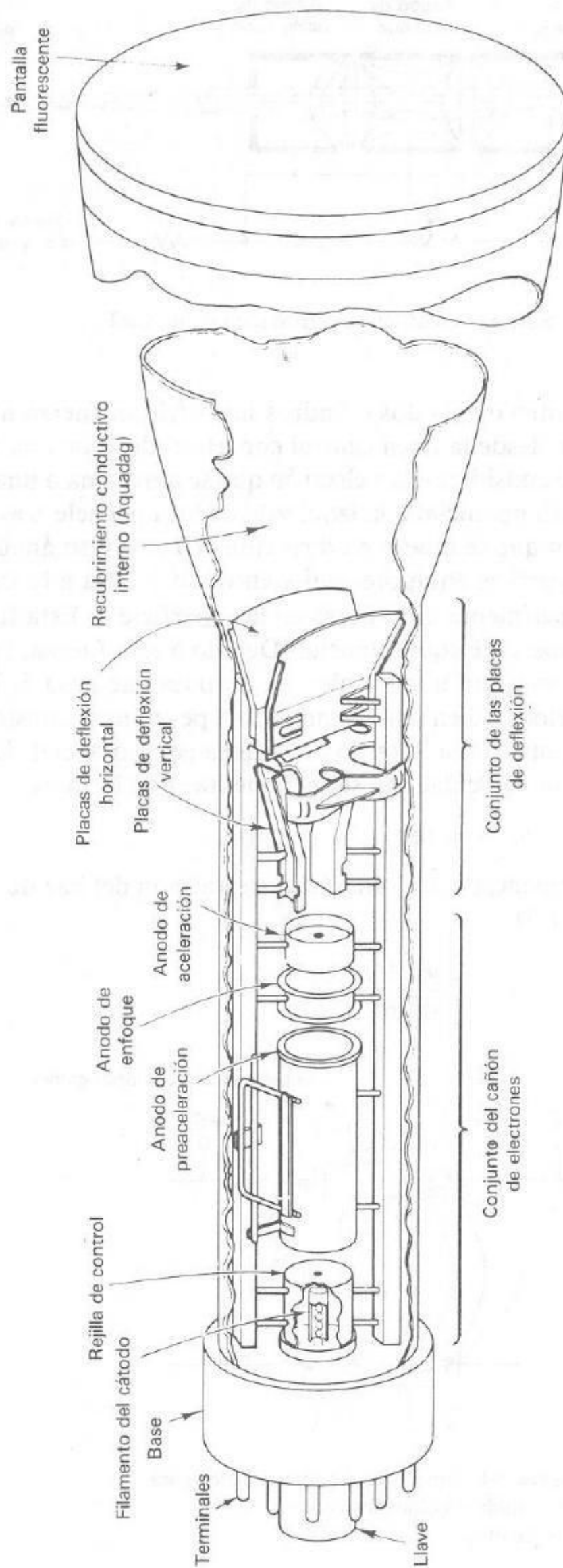


Figura 7-2. Estructura interna de un tubo de rayos catódicos.

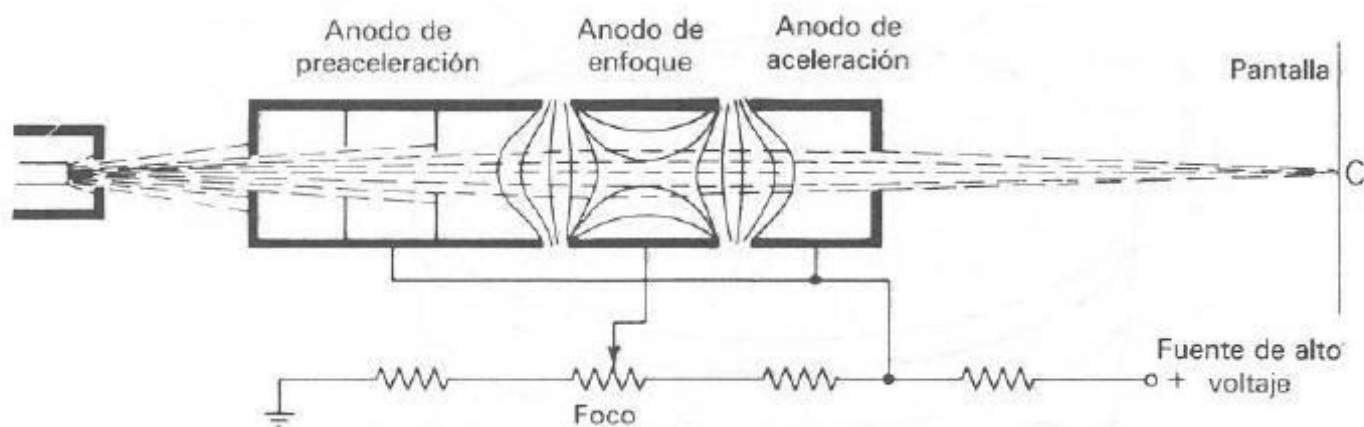


Figura 7-3. Sistema de enfoque electrostático de un CRT.

trones que pasan por el centro de los dos cilindros no sufrirían fuerza alguna. Los electrones que se desplazan desde la línea central son afectados por una fuerza y se desvían. Para observar esto considérese un electrón que se aproxima a una superficie equipotencial (figura 7-5). El potencial a la izquierda de la superficie S es $V-$ y el de la derecha $V+$. Un electrón que se mueve en dirección AB en cierto ángulo con respecto a la normal de la superficie equipotencial y entra en el área a la izquierda de S con una velocidad v_1 , experimenta una fuerza en la superficie S . Esta fuerza actúa en dirección normal a la superficie equipotencial. Debido a esta fuerza, la velocidad del electrón se incrementa hasta un nuevo valor v_2 , después que pasa S . La componente tangencial v_t , de la velocidad en ambos lados de S permanece constante ya que no existe un cambio en el potencial a lo largo de la línea equipotencial. Únicamente la componente normal de la velocidad v_n , se incrementa; por lo tanto

$$v_t = v_1 \text{ sen } \theta_i = v_2 \text{ sen } \theta_r \quad (7-3)$$

donde θ_i es el ángulo de incidencia y θ_r el ángulo de refracción del haz de electrones. Al reorganizar la ecuación (7-3),

$$\frac{\text{sen } \theta_i}{\text{sen } \theta_r} = \frac{v_2}{v_1} \quad (7-4)$$

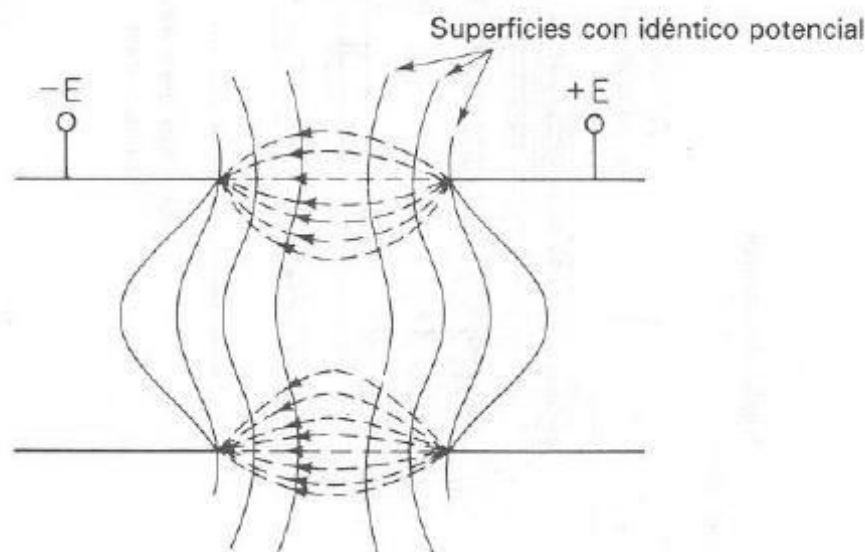


Figura 7-4. Superficies equipotenciales para dos cilindros colocados con sus extremos uno de otro.

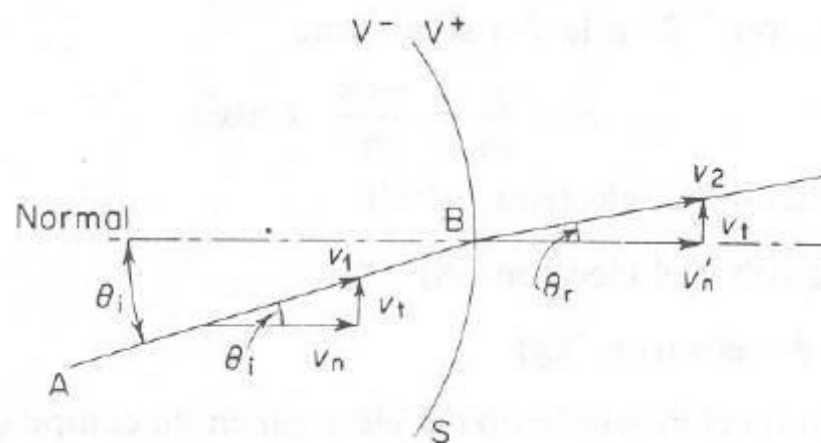


Figura 7-5. Refracción de un rayo de electrones en una superficie equipotencial.

La ecuación (7-4) es idéntica a la expresión que relaciona la refracción de un rayo de luz que pasa a través de un área de diferentes índices de refracción y, por consiguiente, las superficies equipotenciales actúan como la superficie de una lente en la óptica geométrica.

Cada unión entre los dos cilindros contiene líneas semejantes a un lente cóncavo. El haz de electrones a partir del cátodo pasa por la primera lente electrostática y tiende a alinearse hacia el eje del tubo de rayos catódicos, y después de pasar por una segunda lente cóncava se habrá enfocado en la pantalla de fósforo. A diferencia de su contraparte de vidrio óptico, la longitud focal de la lente se puede ajustar variando la diferencia de potencial entre los dos cilindros. De esta forma se enfoca el haz de electrones en la pantalla de fósforo para que produzca un pequeño punto brillante.

7-3.2 Deflexión electrostática

Para el análisis del método de la deflexión electrostática de un haz de electrones en un osciloscopio considérese de nuevo la afirmación establecida en la sección 7-3.1 referente a la fuerza sobre un electrón en un campo eléctrico uniforme (figura 7-6). Según la definición de intensidad de campo eléctrico, ϵ , la fuerza ejercida sobre un electrón es $f_e = -e\epsilon$ newtons. La acción de la fuerza ejercida sobre el electrón lo acelera en dirección del electrodo positivo, a lo largo de la línea del flujo del campo. La segunda ley de Newton del movimiento permite calcular esta aceleración mediante

$$f = ma \quad (7-5)$$

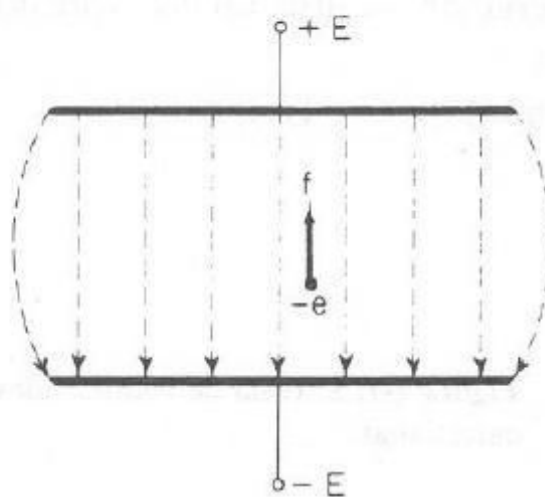


Figura 7-6. Fuerza f sobre un electrón en un campo eléctrico uniforme.

Al sustituir la ecuación 7-2 en la 7-5 se obtiene

$$a = \frac{f}{m} = \frac{-e\varepsilon}{m} \quad (\text{m/s}^2) \quad (7-6)$$

donde a = aceleración del electrón (m/s^2)

f = fuerza sobre el electrón (N)

m = masa del electrón (kg)

Cuando se estudia el movimiento del electrón en un campo eléctrico, se suele especificar respecto a los conocidos ejes cartesianos (figura 7-7). En la exposición de los conceptos siguientes, se utilizará la notación con letra cursiva para las componentes vectoriales de velocidad, intensidad de campo y aceleración. Por ejemplo, la componente de velocidad a lo largo del eje X se describe como v_x (m/s); la componente de la fuerza a lo largo del eje Y como f_y (N), etcétera. El movimiento del electrón en un campo eléctrico dado no se puede determinar, a menos que se conozcan los valores iniciales de velocidad y desplazamiento. El término *inicial* representa el valor de velocidad o desplazamiento al momento de la observación, o tiempo $t = 0$. El subíndice 0 se utiliza para indicar estos valores iniciales. Por ejemplo, la componente de la velocidad inicial a lo largo del eje X es v_{0x} .

Considérese ahora un campo eléctrico de intensidad constante con las líneas de fuerza apuntando en la dirección negativa del eje Y (figura 7-8). Un electrón que entra en este campo en la dirección positiva del eje X con una velocidad inicial v_{0x} experimenta una fuerza. Debido a que el campo actúa sólo a lo largo del eje Y , no habrá fuerza a lo largo del eje X ni del eje Z , y la aceleración del electrón a lo largo de ambos ejes debe ser cero. Una aceleración cero significa velocidad constante; además, como el electrón entra en el campo en la dirección positiva del eje X con una velocidad inicial v_{0x} , continúa su viaje a lo largo del eje X a esa velocidad. Ya que la velocidad a lo largo del eje Z era cero al tiempo $t = 0$, no hay movimiento del electrón a lo largo del eje Z .

La segunda ley de Newton del movimiento, aplicada a la fuerza que actúa sobre el electrón en la dirección de Y , conduce a

$$f = ma_y \quad \text{o} \quad a_y = \frac{f}{m} = \frac{-e\varepsilon_y}{m} = \text{constante} \quad (7-7)$$

La ecuación (7-7) indica que el electrón se mueve con *aceleración constante* en la dirección de Y del campo eléctrico uniforme. Para determinar el desplazamiento del electrón debido a esta fuerza de aceleración, se utilizan las expresiones conocidas para la velocidad y el desplazamiento:

$$v = v_0 + at \quad (\text{m/s}) \quad (\text{velocidad}) \quad (7-8)$$

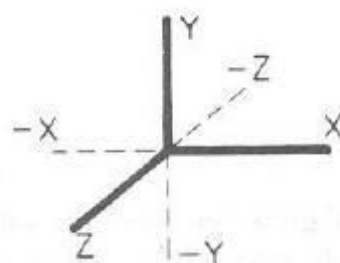


Figura 7-7. Sistema de coordenadas cartesianas.

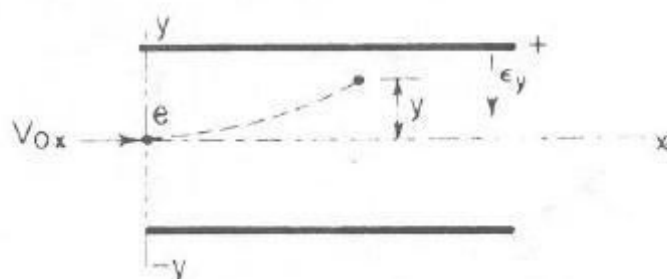


Figura 7-8. Trayectoria de un electrón en movimiento en un campo eléctrico uniforme.

$$x = x_0 + v_{0x}t + \frac{1}{2}a_x t^2 \quad (\text{m}) \quad (\text{desplazamiento}) \quad (7-9)$$

De acuerdo con la condición inicial de velocidad cero en la dirección de Y ($v_{0y} = 0$) la ecuación (7-8) remite a

$$v_y = a_y t \quad (\text{m/s})$$

la cual después de la sustitución de la ecuación (7-7) da como resultado

$$v_y = \frac{-e\epsilon_y t}{m} \quad (\text{m/s}) \quad (7-10)$$

El desplazamiento del electrón en la dirección de Y se obtiene de la ecuación (7-9) que lleva, aplicando las condiciones iniciales de desplazamiento cero ($y_0 = 0$) y velocidad cero ($v_{0y} = 0$), a

$$y = \frac{1}{2}a_y t^2 \quad (\text{m})$$

la cual después de sustituir la ecuación (7-7) da como resultado

$$y = \frac{-e\epsilon_y t^2}{2m} \quad (\text{m}) \quad (7-11)$$

La distancia X , viajada por el electrón en el intervalo de tiempo t , depende de la velocidad inicial v_{0x} , con lo que cabe escribir, utilizando de nuevo la ecuación (7-9),

$$x = x_0 + v_{0x}t + \frac{1}{2}a_x t^2 \quad (\text{m})$$

la cual, después de aplicar las condiciones iniciales para la dirección X ($x_0 = 0$ y $a_x = 0$), se convierte en

$$x = v_{0x}t \quad \text{o} \quad t = \frac{x}{v_{0x}} \quad (\text{s}) \quad (7-12)$$

Al sustituir la ecuación (7-12) en la (7-11), se obtiene una expresión para la deflexión vertical como función de la distancia horizontal viajada por el electrón:

$$y = \left[\frac{-e\epsilon_y}{2v_{0x}^2 m} \right] x^2 \quad (\text{m}) \quad (7-13)$$

La ecuación (7-13) muestra que la trayectoria de un electrón, que viaja a través de un campo eléctrico de intensidad constante y que entra en el campo a ángulos rectos con las líneas de flujo, es *parabólica* en el plano X - Y .

En la figura 7-9 dos placas paralelas, llamadas *placas de deflexión*, están separadas por una distancia d y conectadas a una fuente con diferencia de potencial E_d , de tal forma que exista un campo eléctrico ϵ entre las placas. La intensidad de este campo eléctrico está dada por

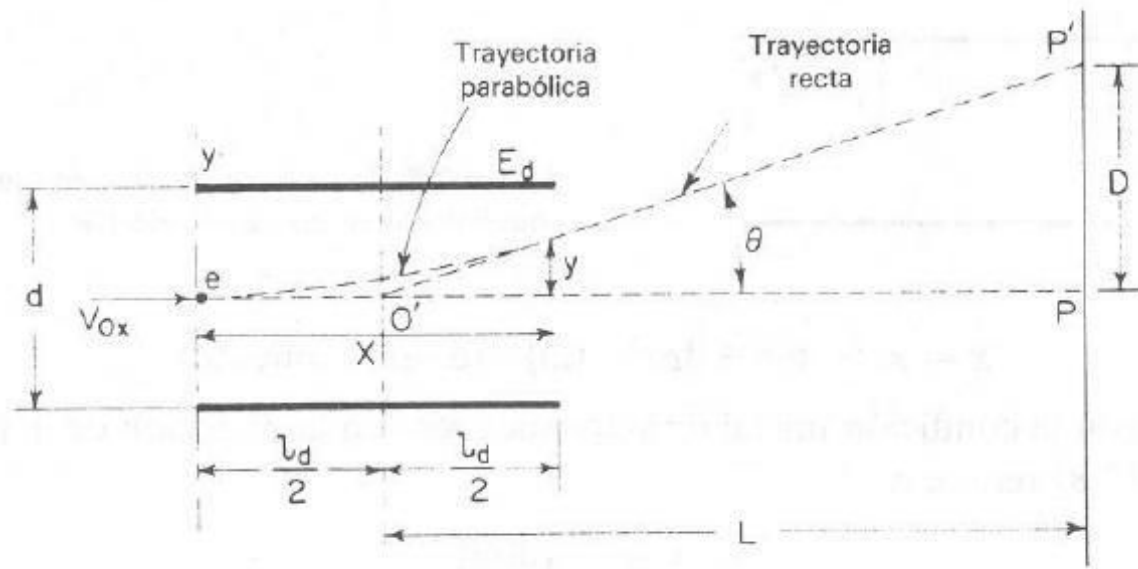


Figura 7-9. Deflexión del haz de rayos catódicos.

$$\varepsilon = \frac{E_d}{d} \quad (\text{V/m}) \quad (7-14)$$

Un electrón que entra en el campo con una velocidad inicial v_{0x} se desvía hacia la placa positiva siguiendo la trayectoria parabólica de la ecuación (7-13), como se indica en la figura 7-9. Cuando el electrón abandona la región de las placas de deflexión, la fuerza de deflexión desaparece y el electrón viaja en línea recta hacia el punto P' en la pantalla fluorescente. La pendiente de la parábola a una distancia $x = l_d$, donde el electrón abandona la influencia del campo eléctrico, se define como

$$\tan \theta = \frac{dy}{dx} \quad (7-15)$$

donde y está dada por la ecuación (7-13). Al diferenciar la ecuación (7-13) con respecto a x y al sustituir $x = l_d$ se tiene

$$\tan \theta = \frac{dy}{dx} = - \frac{e\varepsilon_y l_d}{mv_{0x}^2} \quad (7-16)$$

La línea recta del viaje del electrón es tangente a la parábola en $x = l_d$, y esta tangente se intersecará con el eje X en el punto O' . La localización de este origen aparente O' está dado por las ecuaciones (7-13) y (7-16), ya que

$$x - O' = \frac{y}{\tan \theta} = \frac{e\varepsilon_y l_d^2 / 2mv_{0x}^2}{e\varepsilon_y l_d / mv_{0x}^2} = \frac{l_d}{2} \quad (\text{m}) \quad (7-17)$$

Por lo tanto, el origen aparente O' se encuentra en el centro de las placas de deflexión y a una distancia L a partir de la pantalla fluorescente.

La deflexión en la pantalla está dada por

$$D = L \tan \theta \quad (\text{m}) \quad (7-18)$$

Al sustituir la ecuación (7-16) por $\tan \theta$, se obtiene

$$D = L \frac{e\varepsilon_y l_d^2}{mv_{0x}^2} \quad (\text{m}) \quad (7-19)$$

La energía cinética del electrón que entra en el área entre las placas de deflexión con una velocidad inicial v_{0x} es

$$\frac{1}{2}mv_{0x}^2 = eE_a \quad (7-20)$$

donde E_a es el voltaje de aceleración en el cañón de electrones. Al arreglar la ecuación (7-20) se obtiene

$$v_{0x}^2 = \frac{2eE_a}{m} \quad (7-21)$$

Al sustituir la ecuación (7-14) para la intensidad de campo ϵ_y , y la ecuación (7-21) para la velocidad del electrón v_{0x} en la dirección X en la ecuación (7-19), resulta

$$D = L \frac{e\epsilon_y l_d^2}{mv_{0x}^2} = \frac{Ll_d E_d}{2dE_a} \quad (\text{m}) \quad (7-22)$$

donde D = deflexión sobre la pantalla fluorescente (metros)

L = distancia a partir del centro de las placas de deflexión hasta la pantalla (metros)

l_d = longitud efectiva de las placas de deflexión (metros)

d = distancia entre las placas de deflexión (metros)

E_d = voltaje de deflexión (volts)

E_a = voltaje de aceleración (volts)

La ecuación (7-22) indica que para un voltaje de aceleración E_a dado y para las dimensiones particulares del CRT, la desviación del haz de electrones sobre la pantalla es directamente proporcional al voltaje de deflexión E_d . Esta proporcionalidad directa indica que el CRT se puede utilizar como un *dispositivo lineal de indicación de voltaje*. En este análisis se supone que E_a es un voltaje fijo de cd. Sin embargo, por lo general el voltaje de deflexión es una cantidad variable y la imagen sobre la pantalla sigue las variaciones del voltaje de deflexión de una manera lineal, de acuerdo con la ecuación (7-22).

La *sensibilidad de deflexión* S de un CRT se define como la desviación sobre la pantalla (en metros) por volt del voltaje de deflexión. Por lo tanto, por definición

$$S = \frac{D}{E_d} = \frac{Ll_d}{2dE_a} \quad (\text{m/V}) \quad (7-23)$$

donde S es la sensibilidad de deflexión (m/V). El *factor de deflexión* G de un CRT, por definición, es el recíproco de la sensibilidad S y se expresa de la siguiente manera

$$G = \frac{1}{S} = \frac{2dE_a}{Ll_d} \quad (\text{V/m}) \quad (7-24)$$

con todos los términos definidos por las ecuaciones (7-22) y (7-23). La expresión para la sensibilidad de deflexión S y el factor de deflexión G indican que la sensibilidad de un CRT es independiente del voltaje de deflexión, pero varía linealmente con el potencial de aceleración; por lo tanto, altos voltajes de aceleración producen un haz

de electrones que requiere un alto potencial de deflexión para una excursión dada sobre la pantalla. Un haz altamente acelerado posee más energía cinética y, por lo tanto, produce una imagen más brillante sobre la pantalla del CRT; pero también, el haz es más difícil de deflectar y algunas veces se habla de un haz *difícil*. Los valores típicos de los factores de deflexión están en el rango de 10 V/cm a 100 V/cm, correspondiente a las sensibilidades de 1.0 mm/V y 0.1 mm/V, respectivamente.

EJEMPLO 7-1

¿Cuál es la distancia mínima, L , que permite la deflexión completa de 4 cm en la pantalla del osciloscopio con factor de deflexión de 100 V/cm y un potencial de aceleración de 2 000 V?

SOLUCION Para comprender mejor las restricciones físicas del tubo de rayos catódicos, obsérvese la figura 7-9. Es factible calcular la deflexión máxima de haz de electrones antes que desaparezca debido a sus propias placas de deflexión, a partir de la geometría del tubo de rayos catódicos.

Al reescribir la ecuación (7-24) para encontrar L , se obtiene:

$$L = \frac{2dE_a}{Gl_d}$$

Para un factor de deflexión específico, G , y un voltaje de aceleración, la distancia entre el centro de las placas de deflexión y la pantalla de fósforo L , está limitada por la deflexión máxima que produce un valor y igual a $d/2$. Cualquier deflexión mayor que esto produce una sombra en la pantalla del CRT debido que el haz de electrones golpea sus propias placas de deflexión. La geometría del haz de electrones produce dos triángulos rectángulos semejantes: uno en las placas de deflexión que consiste en dos lados, $d/2$ y $l_d/2$, y el segundo entre el centro de las placas de deflexión y la pantalla de fósforo, D y L . Esta geometría produce la siguiente relación:

$$\frac{L}{D} = \frac{l_d}{d}$$

Al sustituir ese resultado en la ecuación anterior se obtiene la relación entre el factor de deflexión, el potencial de aceleración y la deflexión máxima. Al sustituir los valores del ejemplo, se obtiene:

$$L^2 = \frac{2DE_a}{G} = \frac{2 \times 4 \times 10^{-2} \times 2 \times 10^3}{10^4} = 0.016$$

$$L = 0.126$$

Por lo tanto, la distancia a partir de las placas de deflexión a la pantalla del tubo del osciloscopio es 12.6 cm. Como ejemplo extra, si el potencial de aceleración se incrementa a 8 000 V y el factor de deflexión se mantiene constante, la longitud del tubo del osciloscopio se incrementa a 25.2 cm. Por otra parte, los factores de deflexión bajos, que son muy deseables para permitir el uso de amplificadores de deflexión de voltajes pequeños, requerirían tubos de rayos catódicos más largos.

7-3.3 Aceleración de posdeflexión

La cantidad de luminosidad proporcionada por la pantalla de fósforo depende de la cantidad de energía que transfiere el haz de electrones. Si el haz se debe deflectar a gran velocidad, para que el osciloscopio responda a eventos que ocurren rápidamente, la velocidad del haz de electrones debe ser más alta; de lo contrario, la luminosidad emitida desaparece. Por esto, para un osciloscopio rápido es deseable acelerar el haz a la máxima velocidad posible; no obstante, la gran velocidad del haz hace más difícil deflectar el haz.

Se observa que conforme mayor es el potencial de aceleración más difícil es deflectar el haz de electrones. Esto podría requerir voltajes de deflexión más altos, pero más importante es que debido al voltaje alto la variación de voltaje con respecto al tiempo, esto es, dV/dt , también es mayor. Esto requerirá no sólo voltajes mayores para la deflexión sino corrientes mayores para cargar la capacitancia de las placas de deflexión. Esto llega a ser un problema muy significativo para los osciloscopios de alta frecuencia con respuestas en frecuencia mayores a 100 MHz. Los tubos de rayos catódicos modernos utilizan una aceleración de dos pasos para eliminar este problema. Primero, el haz de electrones se acelera a una velocidad relativamente baja a través de un potencial de algunos miles de volts. Entonces el haz se deflecta y, después de la deflexión, se acelera más hasta la velocidad final deseada. De esta forma la cantidad de aceleración después de la deflexión no afecta la sensibilidad de ésta. Este tipo de tubo de rayos catódicos se llama *tubo de aceleración de posdeflexión*.

La figura 7-10 muestra un diagrama de un tubo de rayos catódicos de aceleración de posdeflexión que utiliza una malla para incrementar aún más la magnitud de barrido del haz de electrones. En este ejemplo el haz de electrones se acelera y se deflecta como en el ejemplo anterior para el tubo sencillo; sin embargo, el haz se acelera aún

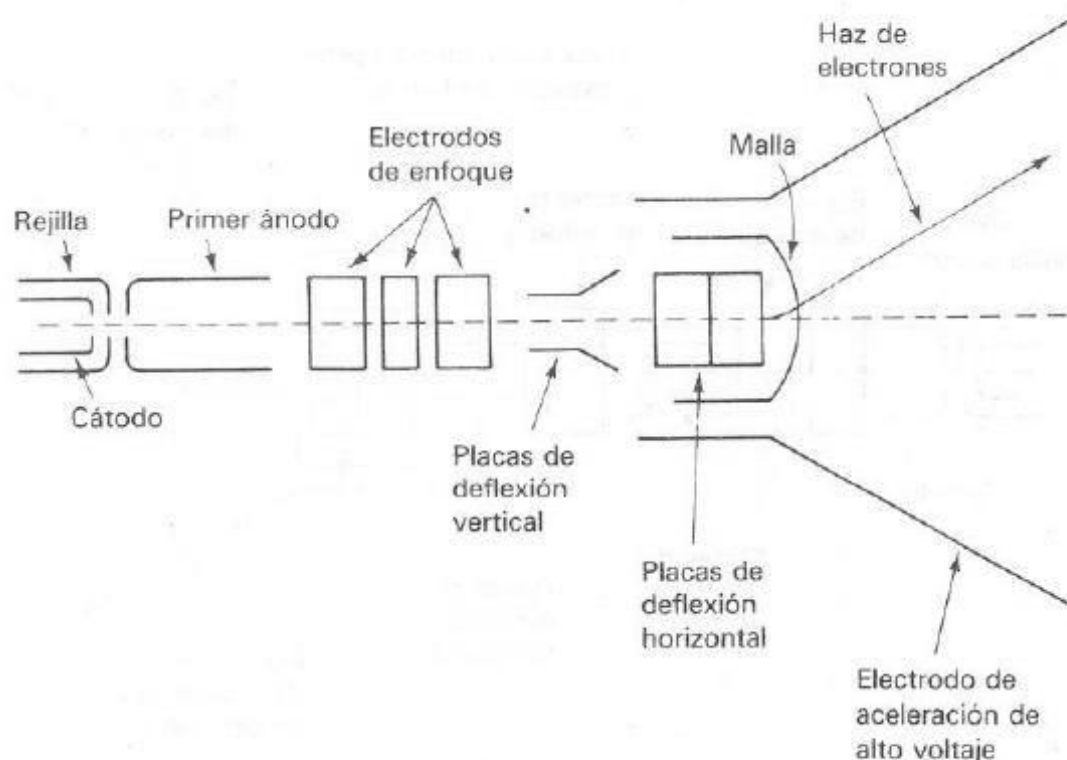


Figura 7-10. Tubo de un osciloscopio de aceleración de posdeflexión que utiliza una malla para expansión del barrido.

más a través de un potencial muy alto de 10 000 V o más después de la deflexión, por lo que no tiene efecto alguno sobre la sensibilidad de deflexión. Se coloca una malla metálica en el haz de electrones, la cual actúa como una lente de amplificación, causando que se incremente la deflexión aún más, lo cual mejora la sensibilidad de deflexión. Con esta técnica, la sensibilidad de deflexión puede permanecer entre 5 a 50 V/cm a pesar de que la aceleración total del haz de electrones sea mayor de 10 000 V.

El tipo de malla para el tubo de rayos catódicos de aceleración de posdeflexión presenta las siguientes desventajas. Primero, la malla tiende a desenfocar el haz y ensancha el punto. Segundo, la malla conduce parte del haz de electrones fuera de la pantalla. Esto da como resultado que se reduzca la corriente del haz y en consecuencia, disminuye la intensidad del punto. Otro problema, que se presenta con este tipo de tubos, aunque no es exclusivo de la malla, es que el haz de electrones tiende a desenfocarse en los alrededores de las placas de deflexión debido a la repulsión a partir de distribuciones de carga dentro del tubo. Algunos avances recientes en el diseño de tubos de rayos catódicos han eliminado la malla y disminuido estos problemas, construyendo un cañón de electrones de alta tecnología para utilizarlo en tubos de rayos catódicos de alta frecuencia.

La figura 7-11 muestra el cañón de electrones para el tubo de rayos catódicos sin malla. El haz de electrones se genera a partir de un cátodo convencional calentado rodeado por la rejilla de control. Continúan el primer ánodo de aceleración y dos electrodos de enfoque, los cuales proporcionan el enfoque y el voltaje de aceleración. Estos electrodos de foco difieren de los elementos cilíndricos del tubo convencional en que están contruidos de placas individuales de metal con huecos no cilíndricos en el centro (figura 7-12). Esto da una diferente característica de enfoque en los planos horizontal y vertical, generalmente divergentes en un plano y convergentes en el otro. Los huecos en el centro de las placas de metal se forman con mayor precisión que en un cilindro; por lo tanto, se pueden alcanzar mayores tolerancias a menor costo.

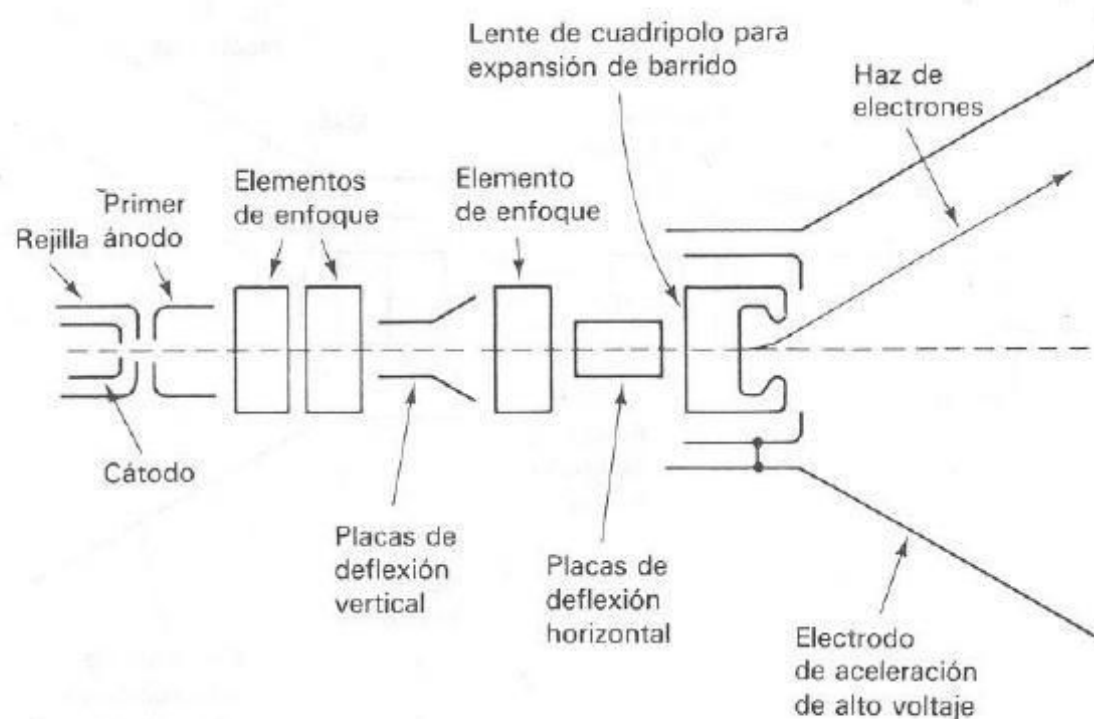


Figura 7-11. Diagrama de un tubo de rayos catódicos de aceleración de posdeflexión sin malla de expansión de barrido.

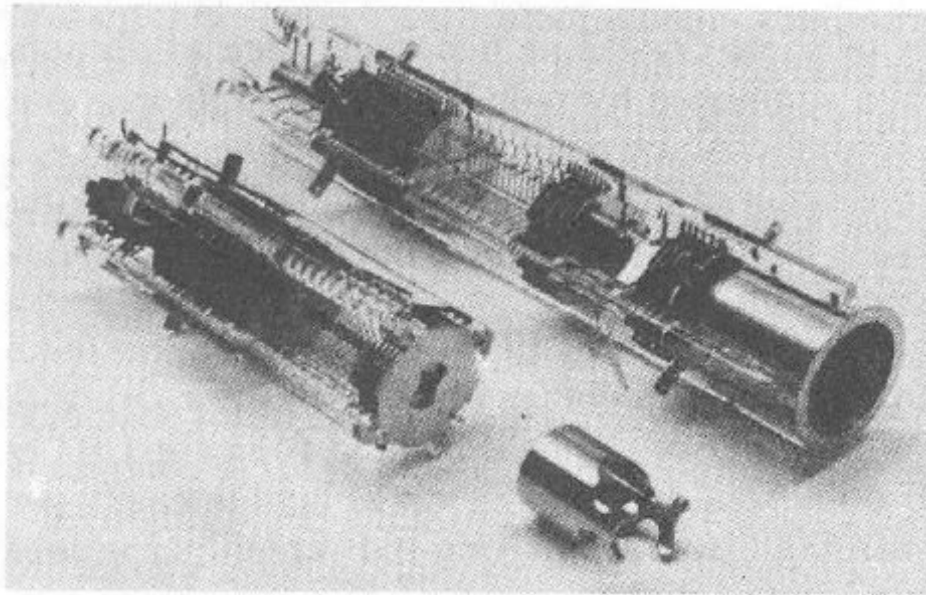


Figura 7-12. Cañón de electrones de un osciloscopio moderno que muestra las lentes electrones de cuadripolo. (Cortesía de Tektronix, Inc.)

Después de los dos electrodos de enfoque, el haz pasa a través de las placas de deflexión vertical. El haz en este punto aún no está totalmente enfocado, lo que disminuye la cantidad de distorsión del haz debido a las distribuciones de carga internas. El haz se enfoca aún más después de la deflexión para proporcionar un punto fino.

Después de la deflexión vertical, el haz pasa a través de una lente de barrido de expansión que incrementa la cantidad de desviación en el plano vertical. Entonces, el haz se deflecta en dirección horizontal y pasa a través de otra lente para electrones que proporciona un enfoque adicional.

El haz se acelera a la velocidad final mediante una lente *cuadripolo*, la cual incrementa la velocidad del electrón y agrega un ángulo de barrido (expansión de barrido semejante a la malla en el ejemplo anterior) sin que distorsione o desenfoque el haz de electrones.

El resultado de este diseño es un incremento en la sensibilidad de deflexión, por lo general de 2.3 V/cm para la deflexión vertical y 3.7 V/cm en la dirección horizontal. La diferencia entre las sensibilidades de deflexión horizontal y vertical se debe al hecho de que la deflexión vertical ocurre a una velocidad más baja del haz. Ya que la deflexión horizontal del osciloscopio involucra sólo un barrido lineal de tiempo y la deflexión vertical requiere ondas complejas, la deflexión más sensible se debe reservar para la dirección vertical.

Si se utiliza un cañón de electrones sin malla, los osciloscopios de 100 MHz o más se pueden construir con circuitos integrados empleando tan sólo 40 o 50 V o aun menos para la deflexión. El tubo sin malla, por ser considerablemente más pequeño, da como resultado osciloscopios más ligeros y pequeños para laboratorio y uso portátil.

7-3.4 Pantallas para los CRT

Cuando el haz de electrones golpea en la pantalla del CRT, se produce un punto luminoso. El material en la pantalla en la superficie interior que produce este efecto es el *fósforo*. Dicho elemento absorbe la energía cinética de los electrones bombardeados y remite energía a una frecuencia baja en el espectro visible. La propiedad de al-

gunos materiales cristalinos, como el fósforo o el óxido de zinc, para emitir luz cuando son estimulados por una radiación se llama *fluorescencia*. Los materiales fluorescentes tienen una segunda característica, denominada *fosforescencia*, la cual se refiere a la propiedad del material de continuar emitiendo luz aun después que la fuente de excitación (en este caso el haz de electrones) se suspenda. El lapso durante el que ocurre la fosforescencia o el resplandor se llama *persistencia* del fósforo. Esta generalmente se mide en términos del tiempo requerido para que la imagen del CRT decaiga un cierto porcentaje (por lo general 10%) de la luz original.

La intensidad de la luz emitida por la pantalla del CRT, llamada *luminancia*, depende de varios factores. Primero, la intensidad de luz se controla por el número de electrones bombardeados que golpean la pantalla por segundo. Si esta *corriente de haz* se incrementa o se concentra la misma cantidad de ella en un área más pequeña, reduciendo el tamaño del punto, la luminancia se incrementa. Segundo, la luminancia depende de la energía con la cual los electrones golpean la pantalla y esto a su vez está determinado por el potencial de aceleración. El incremento de este potencial aumenta la luminancia. Tercero, la luminancia es función del tiempo en que el haz golpea un área determinada del fósforo; por lo tanto, la velocidad de barrido afecta la luminancia. Finalmente, la luminancia es función de las características físicas del fósforo. Casi todos los fabricantes permiten a sus clientes seleccionar los materiales de fósforo. La tabla 7-1 resume las características de algunos de los materiales de fósforo más utilizados.

Como lo muestra la tabla 7-1, se deben considerar diversos factores en la selección del fósforo para una aplicación dada. Por ejemplo, el fósforo P11, con su corta persistencia, es excelente para la fotografía de formas de onda pero no para la observación visual de fenómenos de baja velocidad. El fósforo P31 con su elevada luminancia y mediana persistencia es la mejor elección para la observación de propósito general y, por lo tanto, se encuentra en la mayoría de los CRO para laboratorio estándares.

Tabla 7-1. Datos del fósforo.

Tipo de fósforo	Fluorescencia	Fosforescencia	Luminancia relativa ^a	Decaimiento a 0.1% (ms)	Comentarios
P1	Amarillo-verde	Amarillo-verde	50%	95	Propósito general; remplazado por P31 en la mayoría de los casos.
P2	Azul-verde	Amarillo-verde	55%	120	Bueno para aplicaciones de alta y baja velocidad
P4	Blanco	Blanco	50%	20	Pantallas de televisión
P7	Azul	Amarillo-verde	35%	1 500	Decaimiento largo; observación de fenómenos de baja velocidad
P11	Púrpura-azul	Púrpura-azul	15%	20	Aplicaciones fotográficas
P31	Amarillo-verde	Amarillo-verde	100%	32	Propósito general; es el fósforo más brillante que se dispone

^a Luminancia es el equivalente fotométrico de brillantez; se basa en mediciones hechas con un sensor que tiene una sensibilidad espectral aproximada a la del ojo humano. P31 es el fósforo de referencia.

Es posible dañar severamente la pantalla del CRT mediante la incorrecta operación de los controles del panel frontal. Cuando un haz de electrones activa el fósforo con una excesiva densidad de corriente puede ocurrir un daño permanente en el fósforo por *quemadura*, con lo que se reduce la luz emitida. Dos factores contribuyen a este accidente: la densidad del haz y la duración de la excitación. La densidad del haz se controla mediante los controles INTENSITY, FOCUS y ASTIGMATISM en el panel frontal del osciloscopio. El lapso en que el haz excita cierta área del fósforo se ajusta mediante el barrido o control TIME/DIV. La quemadura y la posible destrucción del fósforo se puede evitar si se mantiene baja la intensidad del haz y breve el periodo de exposición.

El bombardeo de electrones que golpean el fósforo produce una emisión secundaria de electrones, lo que mantiene a la pantalla en un estado de equilibrio eléctrico. Estos electrones de emisión secundaria y de baja velocidad se colectan con una película conductiva conocida como *aquadag*, colocada en la superficie interna del tubo de vidrio, la cual está conectada eléctricamente al segundo ánodo. En algunos tubos, en particular los CRT con enfoque magnético (como en los tubos de TV), se prescinde del ánodo de aceleración por completo y la película conductora se utiliza como ánodo final de aceleración.

7-3.5 Graticulas.

Se colocan marcas horizontales y verticales calibradas sobre la pantalla del tubo de rayos catódicos para facilitar el uso del osciloscopio. La exactitud de estas marcas depende de qué tan cerca se puedan colocar las marcas de la grátícula y la película de fósforo para eliminar el paralaje. Los primeros tubos de osciloscopio tenían una grátícula externa para proporcionar las marcas necesarias; pero la distancia entre las marcas de la grátícula y la película de fósforo era de alrededor de 1 cm, lo que ocasionaba errores en la medición si no se utilizaba con cuidado. Si las líneas de la grátícula están grabadas en la superficie interna del vidrio frontal del tubo de rayos catódicos, la distancia que separa la película de fósforo y la grátícula es aproximadamente cero y prácticamente son inexistentes los errores de paralaje.

Esta grátícula interna origina dos problemas. Primero, ya que la grátícula no se puede alinear después que se ensambla el tubo, cualquier desalineamiento entre las placas de deflexión y la grátícula interna se debe corregir por medios electrónicos. Esto generalmente se hace aplicando un campo magnético alrededor del tubo de rayos catódicos con un alambre por el cual circula una corriente. El campo magnético gira el haz de electrones y consecuentemente gira el trazo del tubo de rayos catódicos. Un tubo de rayos catódicos con grátícula externa se alinea con sólo girar la grátícula. Segundo, es un poco más difícil iluminar las líneas de la grátícula interna para propósitos fotográficos, por lo que algunos tubos de rayos catódicos tienen cañones especiales de electrones que iluminan toda la pantalla de fósforo para resaltar las líneas de la grátícula interna.

7-4 CIRCUITOS DE CRT

El tubo de rayos catódicos debe contar con varios potenciales de cd para proporcionar el control apropiado de aceleración y acción de enfoque. La figura 7-13 muestra

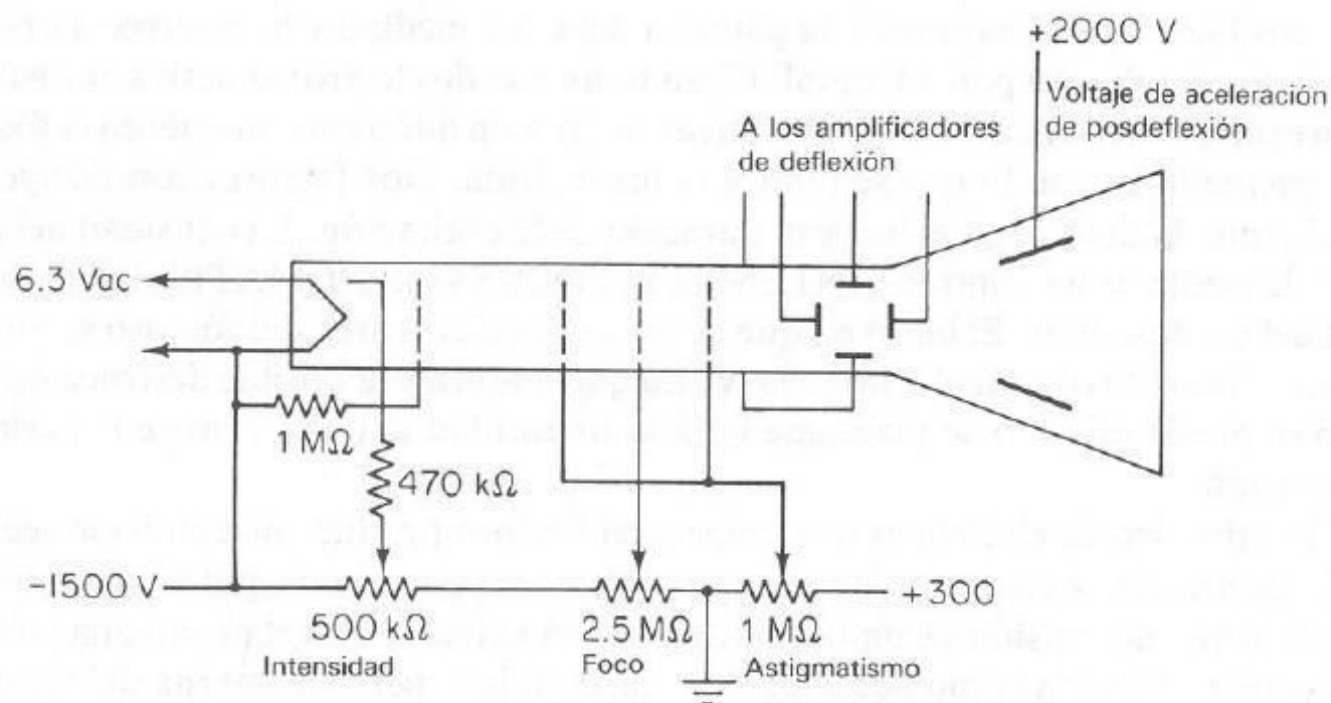


Figura 7-13. Tubo de rayos catódicos que muestra los puntos de los voltajes de los electrodos y ajustes necesarios.

un tubo de rayos catódicos y los circuitos asociados para proporcionar los potenciales que requiere su operación. El primer requerimiento es un voltaje bajo para el filamento del cátodo. Este se aplica de un devanado separado y bien aislado del transformador de potencia, de tal forma que el potencial del filamento es relativamente cercano al del cátodo para prevenir problemas entre ambos. El voltaje total de aceleración se aplica al tubo de rayos catódicos en dos partes iguales. Primero, un potencial negativo alto se aplica al cátodo, rejilla y los electrodos de enfoque. Segundo, un alto potencial positivo se aplica al electrodo de aceleración de posdeflexión, dando como resultado que las placas de deflexión estén aproximadamente a potenciales de tierra. Esto previene que la salida del amplificador de deflexión esté a potenciales altos y simplifica el diseño del circuito.

Muy pocos de los elementos del tubo de rayos catódicos requieren alguna potencia significativa, y los voltajes de operación requeridos se obtienen a partir de simples divisores de voltaje (figura 7-13). Están asociados tres controles con los voltajes de operación del tubo de rayos catódicos: intensidad, enfoque y astigmatismo. El control de intensidad varía el potencial entre cátodo y rejilla de control y ajusta la corriente del haz en el tubo. La corriente incrementada del haz aumenta el número de electrones que llegan al fósforo y por lo tanto se ajusta la emisión de luz. El control de enfoque ajusta la longitud focal de los lentes electrostáticos. El control de astigmatismo ajusta el potencial entre las placas de deflexión y el primer electrodo de aceleración y se utiliza para producir un punto redondo.

La sensibilidad de deflexión, y por lo tanto la exactitud del osciloscopio, dependen del valor del voltaje de aceleración anterior a las placas de deflexión, generalmente es un voltaje regulado. La sensibilidad de deflexión no es función del voltaje de aceleración de posdeflexión, y esta fuente por lo general no se regula.

Aunque no sea parte de los voltajes requeridos en el tubo se suministra una corriente constante como la ajustada por el control de *rotación de trazo* al alambre que proporciona el campo magnético de rotación del trazo.

7-5 SISTEMA DE DEFLEXION VERTICAL

La función de la deflexión vertical es más sencilla, debe proporcionar una señal ampliada del nivel apropiado para manejar las placas de deflexión vertical sin introducir distorsión apreciable alguna en el sistema.

Aunque el osciloscopio puede utilizarse para presentar casi cualquier parámetro, la entrada al osciloscopio es voltaje. El osciloscopio de laboratorio puede aceptar desde muy pocos milivolts por centímetro de deflexión hasta cientos de volts utilizando un atenuador interno y puntas externas de prueba. La figura 7-14 muestra el diagrama de bloques de un sistema completo de deflexión vertical. El conector de entrada alimenta el atenuador de entrada, después del cual sigue el amplificador vertical. La impedancia de entrada del osciloscopio es alta siendo del orden de $1\text{ M}\Omega$, lo cual es deseable para la medición de voltajes en circuitos de alta impedancia. El atenuador establece la sensibilidad del osciloscopio en la secuencia común 1-2-5. Por ejemplo, el atenuador de entrada podría proporcionar 10, 20, 50, 100, 200 mV, etcétera, por centímetro. El atenuador de entrada debe dar la atenuación en la secuencia correcta 1-2-5 mientras se mantiene la impedancia de entrada constante, así como se mantienen la atenuación y la impedancia de entrada sobre el rango de frecuencia para el cual se diseñó el osciloscopio.

La figura 7-15 ilustra un atenuador divisor resistivo conectado a un amplificador con una capacitancia de entrada de 10 pF . Si la impedancia de entrada del amplificador es alta, la impedancia de entrada al atenuador es relativamente constante sin importar la posición del interruptor del atenuador. La impedancia vista por el amplificador cambia dramáticamente según la posición del atenuador. Debido a esto, la constante de tiempo RC y la respuesta en frecuencia del amplificador dependen de la posición del atenuador, lo cual es indeseable en sumo grado. El atenuador de la figura 7-15 tendría una caída de alta frecuencia debido a la capacitancia en paralelo del amplificador vertical.

La figura 7-16 muestra un atenuador con divisores de voltaje resistivos y capacitivos. El divisor de voltaje capacitivo mejora la respuesta en alta frecuencia del atenuador. Esta combinación de divisores de voltaje resistivos y capacitivos se conoce como *atenuador compensado*. Para osciloscopios donde el rango de frecuencia se extiende hasta los 100 MHz y más allá, se requieren divisores de entrada aún más complejos como se muestra en la figura 7-17. Este ejemplo presenta un atenuador dividido

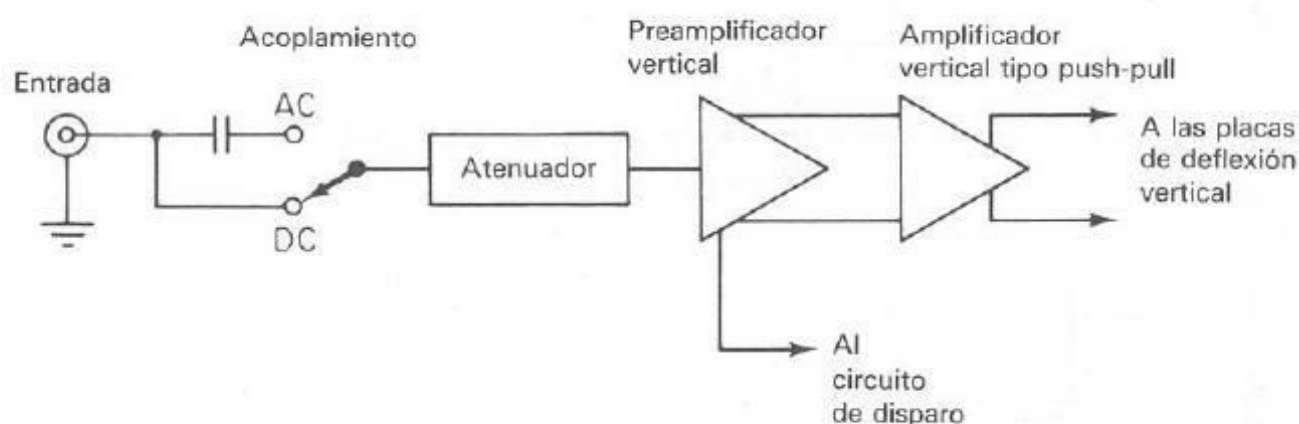


Figura 7-14. Diagrama de bloques de la sección vertical de un osciloscopio.

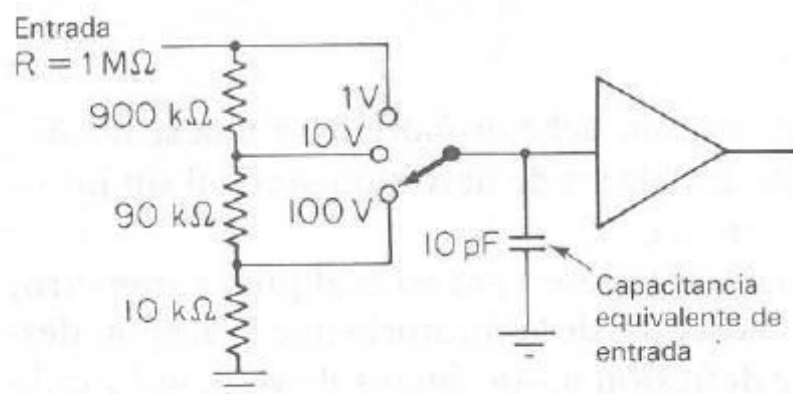


Figura 7-15. Atenuador no compensado que muestra la capacitancia de entrada del amplificador.

entre la entrada y la salida del preamplificador de deflexión vertical. El atenuador de entrada proporciona una conmuta en potencias de diez, mientras que el atenuador a la salida del preamplificador vertical proporciona la atenuación 1-2-5. Esto reduce el número de pasos que el atenuador de entrada debe proporcionar y mejora la respuesta en frecuencia.

Casi todos los osciloscopios cuentan con un capacitor conmutable de acoplamiento de entrada. Esto sirve para ver las señales de ca en presencia de altos voltajes de cd incluyendo un capacitor de acoplamiento. Cuando se realizan mediciones de cd, se debe quitar el capacitor de acoplamiento. El valor del capacitor se elige de tal forma que la respuesta en frecuencia del osciloscopio se conserve por abajo de algunos hertz.

La impedancia de entrada de un osciloscopio es $1\text{ M}\Omega$ en paralelo entre 10 y 30 pF. Si se conectara una punta de prueba al osciloscopio, la impedancia de entrada en la punta de prueba tendría mayor capacitancia debido a la capacitancia agregada del ensamble de la punta de prueba y el cable blindado de conexión. Es muy deseable, en especial para osciloscopios de altas frecuencias, tener una capacitancia de entrada mucho menor que 20 o 30 pF, y esto se consigue mediante una punta de prueba con atenuador. La figura 7-18 esquematiza una punta de prueba con atenuador de 10 a 1 conectado a la entrada de un osciloscopio. Dentro de la punta de prueba se tiene un resistor de $9.0\text{ M}\Omega$, y en paralelo con este resistor se tiene un capacitor. En la base de la punta de prueba en el conector del osciloscopio se tiene un capacitor ajustable. Este capacitor se ajusta de manera que la relación de la capacitancia en paralelo con la capacitancia en serie sea exactamente 10 a 1. La punta de prueba con atenuador, frecuentemente llamada punta de prueba de 10 a 1, proporciona una reducción alre-

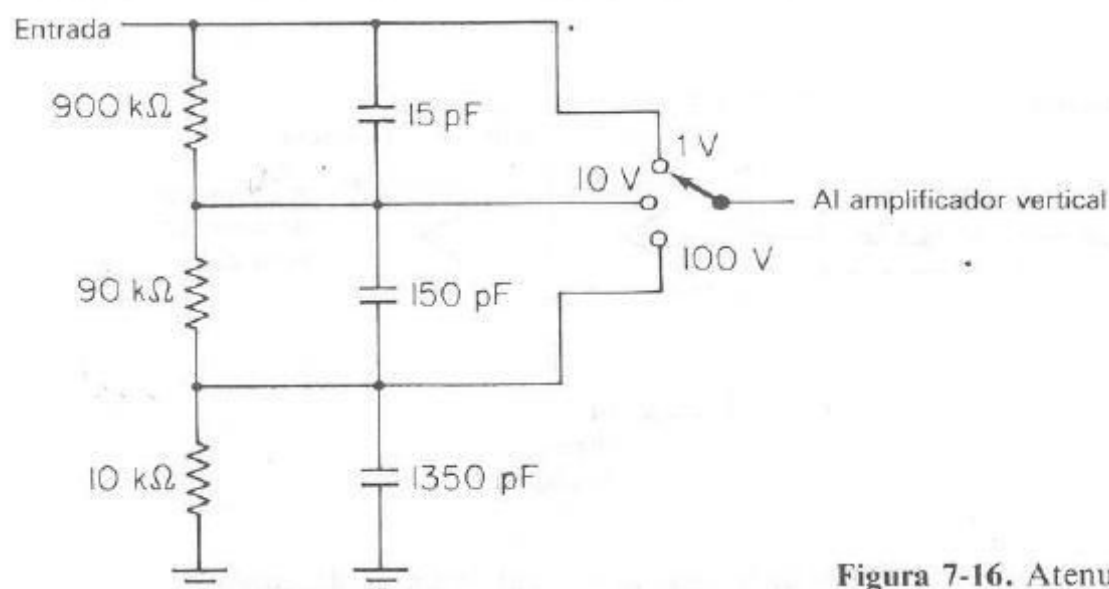


Figura 7-16. Atenuador sencillo compensado.

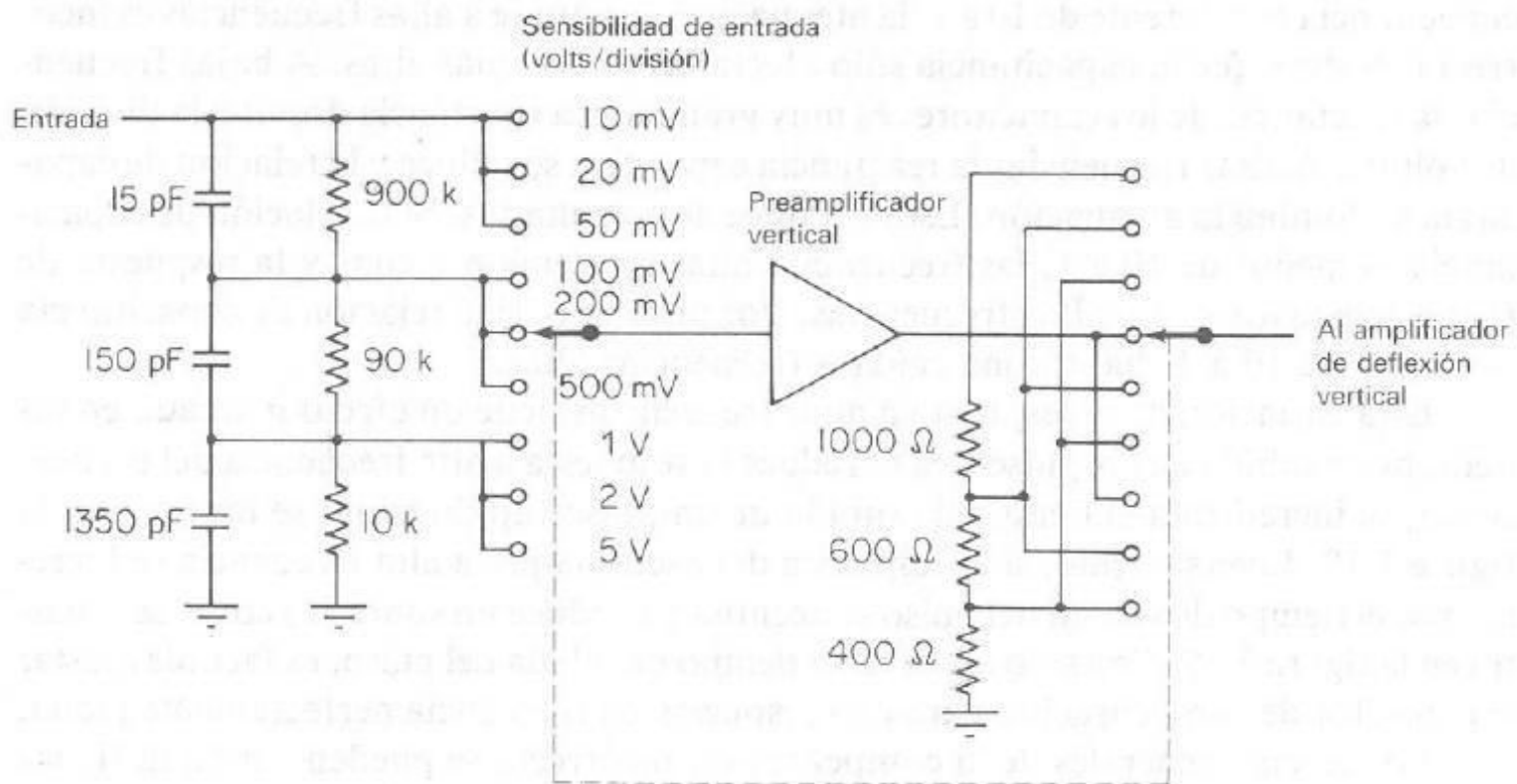


Figura 7-17. Atenuador de dos etapas para un osciloscopio de alta frecuencia.

dedor de 10 a 1 en la capacitancia de entrada, así como una reducción de 10 a 1 en toda la sensibilidad del osciloscopio.

Debido a que la capacitancia de entrada de un osciloscopio no se puede garantizar de unidad a unidad, la punta de prueba de 10 a 1 se proporciona con un capacitor de *compensación* fácilmente ajustable. Si la relación de la capacitancia en serie con la capacitancia en paralelo no se ajusta exactamente 10 a 1, la respuesta en frecuencia del osciloscopio no es plana.

Los efectos del ajuste incorrecto en la compensación de la atenuación de un osciloscopio se pueden ver fácilmente mediante la observación del tiempo de subida de pulso rápido. Si la respuesta de frecuencia del osciloscopio no es correcta, se distorsiona el pulso y la compensación se puede ajustar para conseguir la cantidad mínima de distorsión. En relación con el esquema de la punta de prueba del osciloscopio de la figura 7-18, si la relación de los capacitores es de 10 a 1, la división de voltaje en la entrada del osciloscopio es 10 a 1 para todas las frecuencias. Si la relación de la

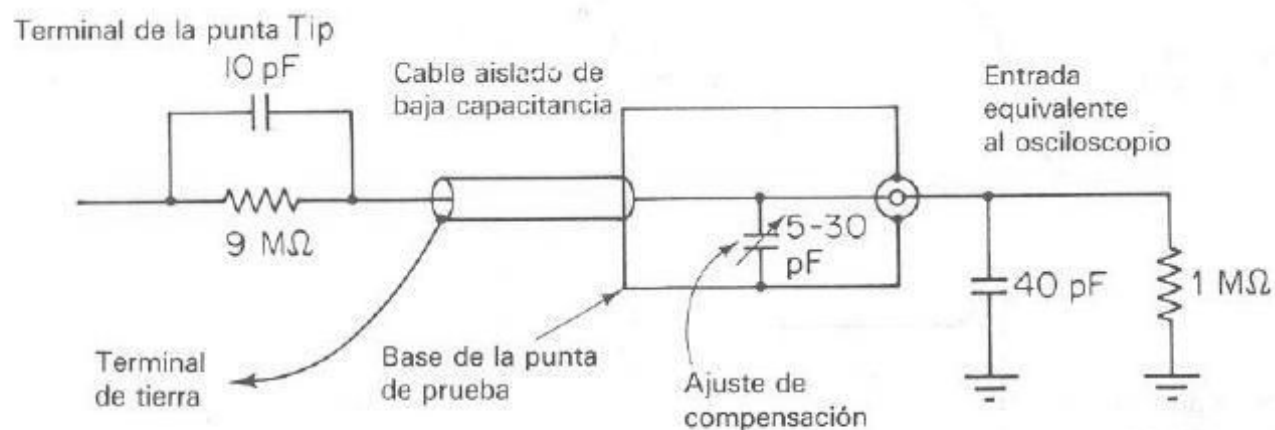


Figura 7-18. Punta de prueba 10 a 1 para un osciloscopio como aparecería al ser conectada a la entrada de un osciloscopio.

capacitancia es diferente de 10 a 1, la atenuación de voltaje a altas frecuencias es incorrecta. Nótese que la capacitancia sólo afecta las frecuencias altas. A bajas frecuencias la reactancia de los capacitores es muy grande, y la resistencia domina la división de voltaje. A altas frecuencias la reactancia capacitiva se reduce y la relación de capacitancia domina la atenuación. Esto produce dos resultados. Si la relación de capacitancia es menor de 10 a 1, las frecuencias altas se atenúan menos y la respuesta de frecuencia favorece las altas frecuencias. Por otro lado, si la relación de capacitancia es mayor de 10 a 1, habrá una caída a frecuencias altas.

Esta variación de la respuesta a altas frecuencias tiene un efecto marcado en los tiempos de subida de los pulsos. Si se reduce la respuesta a alta frecuencia del osciloscopio, se incrementa el tiempo de subida de un pulso rápido como se muestra en la figura 7-19. Inversamente, si la respuesta del osciloscopio a alta frecuencia se incrementa, el tiempo de subida del pulso se acentúa y produce un sobretiro como se muestra en la figura 7-19. Con sólo observar el tiempo de subida del pulso, es factible ajustar el capacitor de compensación para una respuesta en frecuencia perfectamente plana.

Los efectos generales de la compensación incorrecta se pueden ver en la figura 7-20. Se ilustran tres ondas para una punta de prueba compensada, una sobrecompensada (favorable a altas frecuencias) y una subcompensada, que favorece las frecuencias bajas. La figura 7-20a ilustra la representación correcta de tres ondas, una cuadrada de 50 kHz, un solo pulso con un rápido tiempo de subida y decaimiento exponencial, y una onda senoidal de 50 kHz. La punta de prueba sobrecompensada de la figura 7-20 proporciona un sobredisparo en los bordes de subida y de bajada, como ya se explicó. En el ejemplo de un solo pulso, el tiempo de subida no tiene suficiente rapidez para crear un sobredisparo notable, pero la amplitud del pulso se distorsiona. En el caso de la onda senoidal de 50 kHz se incrementa la amplitud debido a que la respuesta de frecuencia de la punta de prueba es favorable a altas frecuencias. Para el caso de

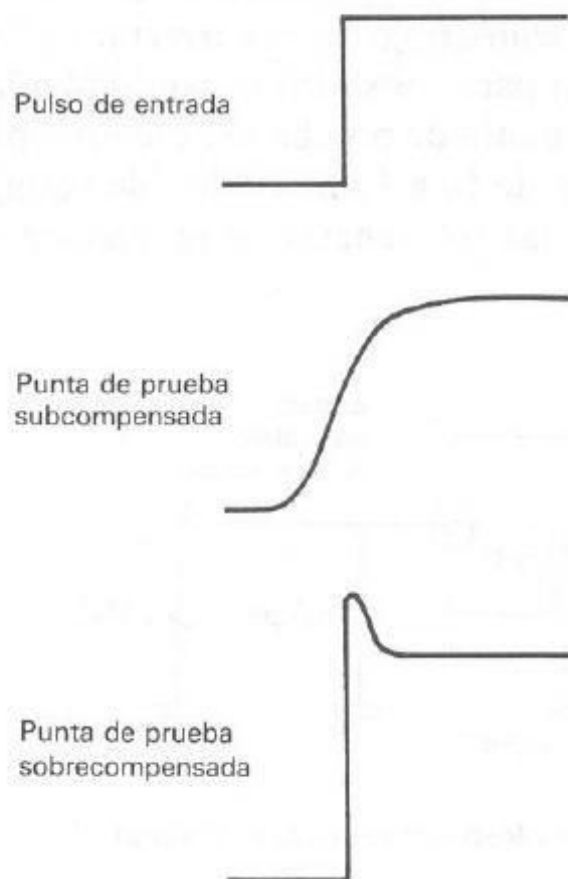


Figura 7-19. Efectos de la compensación de la punta de prueba.

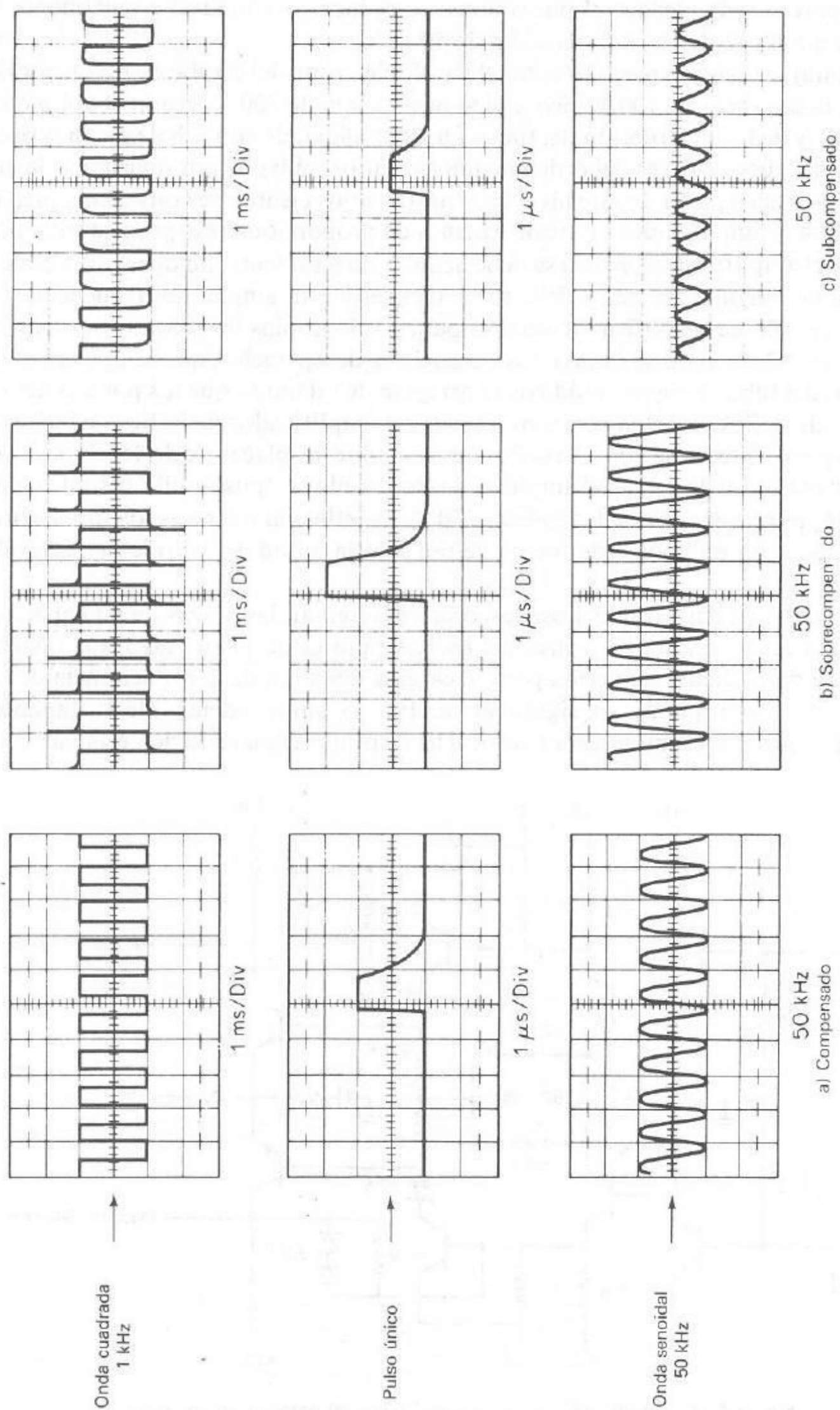


Figura 7-20. Efectos de la compensación del generador.

una punta de prueba subcompensada el tiempo de subida de la onda cuadrada se reduce y aparece redondeada; el pulso único se reduce en amplitud e igualmente se reduce la amplitud de la onda senoidal de 50 kHz.

El voltaje requerido para deflectar el haz de electrones en el tubo de rayos catódicos varía desde cerca de 100 V pico a pico hasta cerca de 500 V, según el voltaje de aceleración y de la construcción del tubo. La sensibilidad de entrada de muchos osciloscopios de laboratorio es del orden de unos cuantos milivolts por división, y la ganancia requerida a partir de este nivel bajo hasta varios cientos de volts pico a pico la proporciona el amplificador vertical. Además de proporcionar esa gran cantidad de ganancia, el amplificador vertical se debe acoplar directamente, no debe distorsionar a la onda de ninguna forma, y debe tener una respuesta amplia de frecuencia.

Un ejemplo de amplificador vertical para osciloscopios de laboratorio aparece en la figura 7-21. Como se indicó, los potenciales de operación que se aplican a los elementos del tubo de rayos catódicos se arreglan de tal modo que los potenciales de las placas de deflexión estén cercanos a tierra; el amplificador de la figura 7-21 está diseñado para conectarse con un osciloscopio, donde las placas de deflexión vertical están a un potencial de tierra. El amplificador mostrado es "push-pull" o doblemente terminado, por lo que se pueden aplicar 230 V de deflexión mientras los transistores son operados con un voltaje de fuente de tan sólo la mitad del voltaje de deflexión pico a pico.

Las placas de deflexión del osciloscopio representan las placas de un capacitor y cuando la respuesta de frecuencia del osciloscopio es un poco mayor de 1 MHz, la cantidad de corriente requerida para la carga y descarga de la capacitancia de las placas de deflexión puede ser significativa. Por lo tanto, además de la ganancia de voltaje requerida, el amplificador vertical ha de proporcionar suficiente ganancia de

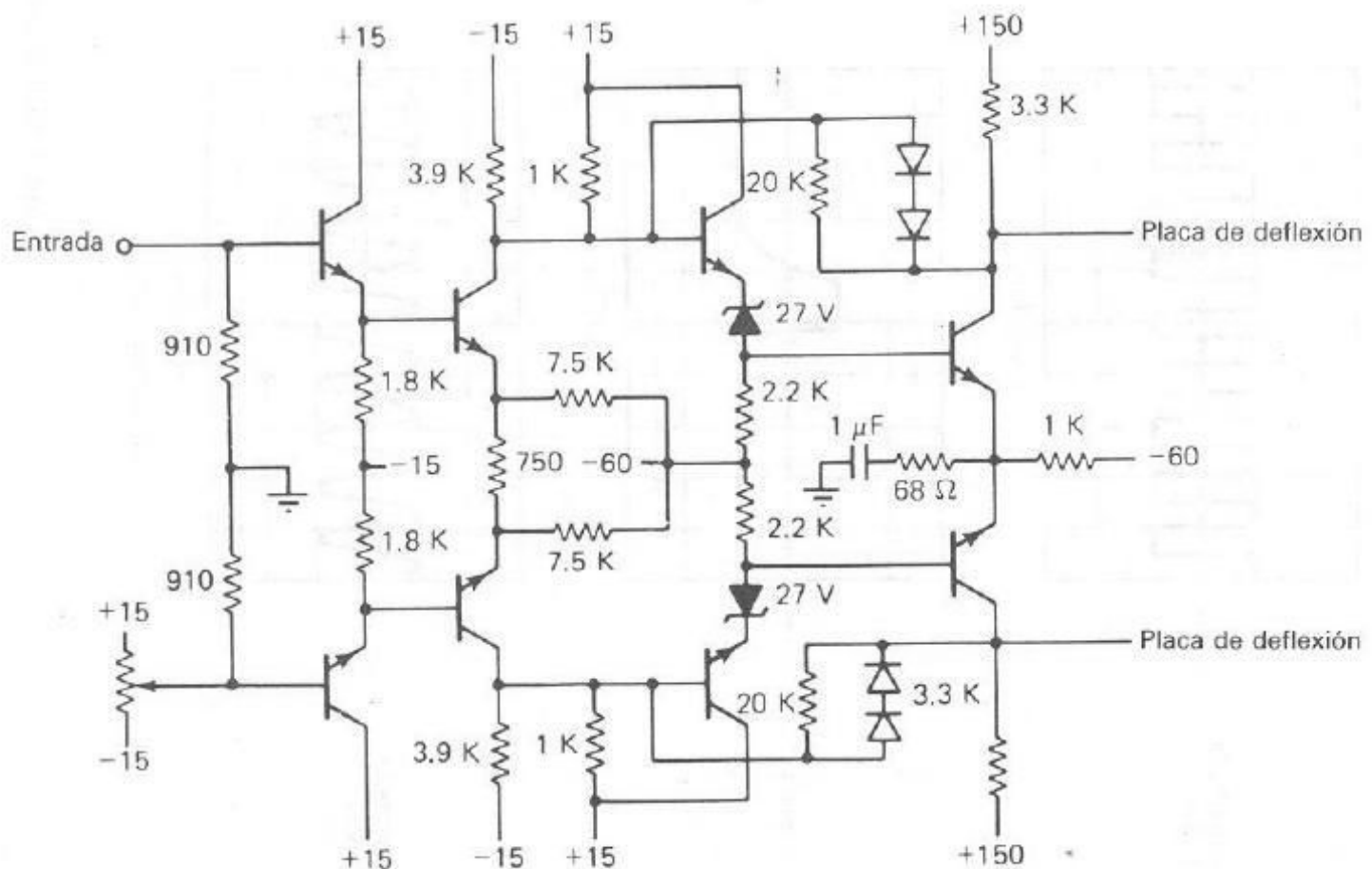


Figura 7-21. Amplificador de deflexión diferencial para un osciloscopio.

corriente para la carga y descarga de la capacitancia de las placas de deflexión. El amplificador vertical de osciloscopio típico opera con amplificadores clase A de alta corriente con realimentación (figura 7-21).

7-6 LINEA DE RETARDO

7-6.1 Función de la línea de retardo

Toda la circuitería electrónica en el osciloscopio (atenuadores, amplificadores, formadores de pulsos, generadores y los alambres de la circuitería misma) causa cierta cantidad de retardo de tiempo en la transmisión de señales de voltajes a las placas de deflexión. Casi todo este retraso se crea en circuitos que conmutan, forman o generan. Al comparar los circuitos de deflexión vertical y horizontal en el diagrama de bloques del osciloscopio de la figura 7-22, se observa que la señal horizontal (base de tiempo o voltaje de barrido) se inicializa o *dispara* mediante una porción de la señal de salida aplicada a las placas verticales del CRT. El procesamiento de señal en el canal horizontal consiste en la generación y formación de un pulso de disparo (disparo de arranque) que inicia al generador de barrido, cuya salida pasa al amplificador horizontal y luego a las placas de deflexión horizontal. Todo este proceso se realiza en un tiempo de 80 ns más o menos.

Para que el operador observe el borde de subida de la onda de la señal, la señal aplicada a las placas de deflexión vertical debe *retardarse* al menos el mismo tiempo. Esta es la función de la línea de retardo vertical. En la figura 7-22 se ha agregado al canal vertical una línea de retardo de 200 ns, de tal modo que el voltaje de señal a las placas del CRT se retarde 200 ns, y el barrido horizontal se inicie antes de la deflexión vertical. Aunque la línea de retardo puede aparecer casi en cualquier lugar a lo largo de la trayectoria de la señal vertical, el pulso de disparo de arranque *debe* preceder a la línea de retardo.

Existen básicamente dos clases de líneas de retardo: la línea de retardo de parámetro concentrado y la línea de retardo de parámetro distribuido.

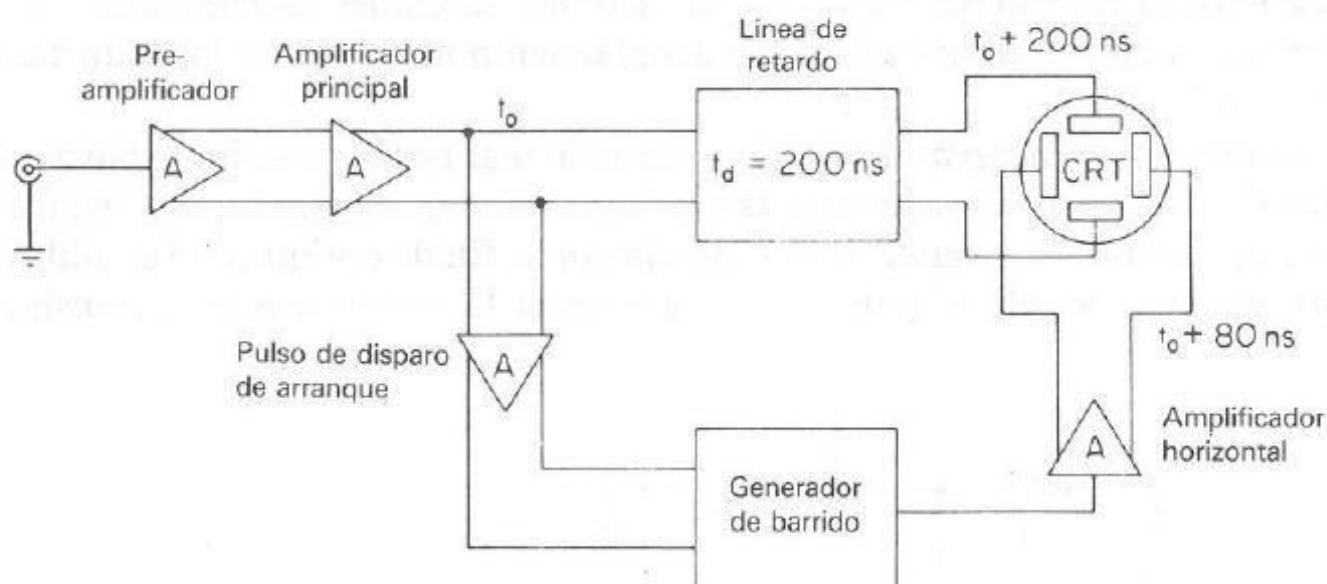


Figura 7-22. Retardo de la señal vertical permitiendo que el barrido horizontal se inicie antes que la deflexión vertical.

7-6.2 Línea de retardo de parámetro concentrado

La línea de retardo de parámetro concentrado consta de un número de redes LC simétricas en cascada, como la llamada *sección-T* de la figura 7-23.

Si la sección T se termina en su *impedancia característica* Z_o , entonces por definición la impedancia que se observa en las terminales de entrada también es Z_o . Esta condición de terminación da a la sección T las características de un filtro paso bajas cuya atenuación y corrimiento de fase son una función de la frecuencia, y su banda de paso se define por el rango de frecuencias sobre el cual la atenuación es cero. El límite superior de la banda de paso se llama *frecuencia de corte* del filtro y está dada por

$$f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} \quad (7-25)$$

Si el espectro de la señal de entrada v_i consiste en frecuencias mucho menores que la frecuencia de corte, la señal de salida v_o es una reproducción exacta de v_i , pero retardada por un tiempo

$$t_s \approx \frac{1}{\pi f_c} = \sqrt{LC} \quad (7-26)$$

donde t_s es el tiempo de retardo para una sola sección T. Un número de secciones T en cascada dentro de la llamada línea de retardo de *parámetro concentrado*, incrementa el tiempo total de retardo a

$$t_d = nt_s \quad (7-27)$$

donde n es el número de secciones T en cascada.

Debido a la pronunciada frecuencia de corte de la línea de retardo de parámetro concentrado, la distorsión en amplitud y fase llega a ser un problema cuando la frecuencia de la señal de entrada aumenta. La aplicación de una entrada de un escalón de voltaje, por ejemplo, el cual contiene componentes de alta frecuencia (armónicos impares), origina un voltaje de salida que sufre de distorsión en la respuesta transitoria en forma de sobredisparo y oscilación (figura 7-24). Esta clase de respuesta se mejora de manera que se parezca al escalón de voltaje inicial de la entrada, modificando el diseño de la sección del filtro en, por ejemplo, secciones m-derivadas. La sección m derivada es un circuito común con acoplamiento mutuo entre las inductancias de la sección T.

Es importante *acoplar* la línea de retardo lo más posible a su impedancia característica Z_o en las terminales de entrada y en las de salida. A menudo, este requisito conduce a un circuito de terminación complejo con el fin de optimizar el equilibrio entre la distorsión de amplitud y de fase para obtener la mejor respuesta transitoria.

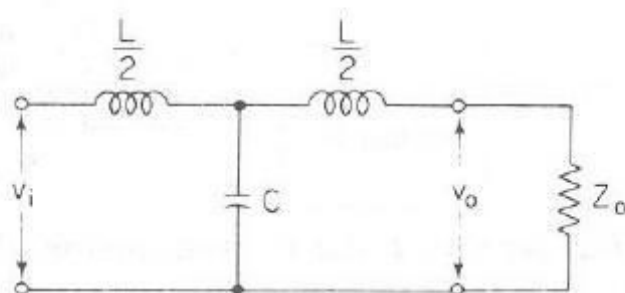


Figura 7-23. Sección del filtro T.

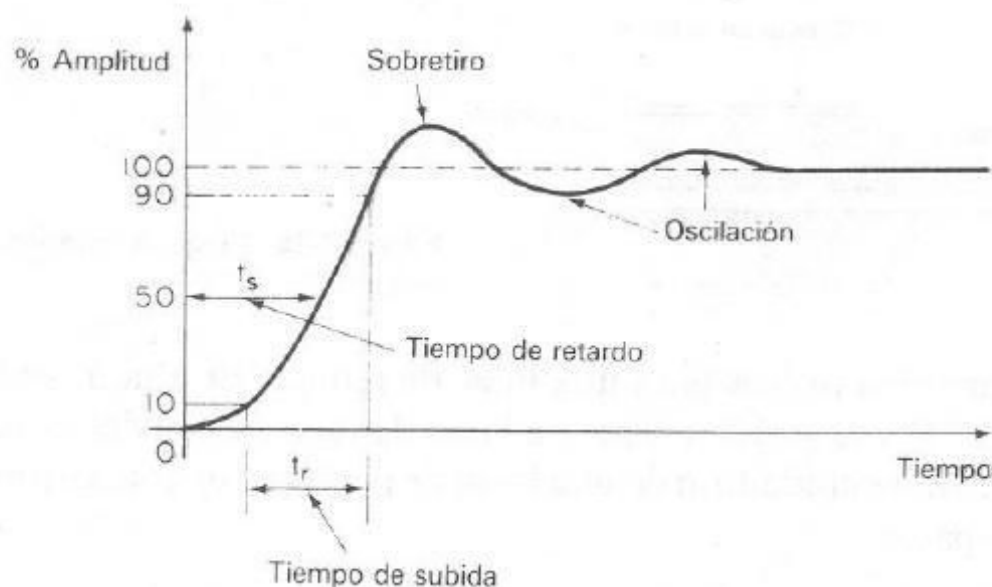


Figura 7-24. Respuesta a un voltaje escalón de un filtro tipo T terminado en su impedancia característica $Z_0 = \sqrt{L/C}$.

Un circuito práctico de línea de retardo en un osciloscopio se excita mediante un amplificador “push-pull” y consiste entonces de un conjunto simétrico de secciones de filtros en cascada, como en la figura 7-25. La respuesta óptima de la línea de retardo requiere una proporción precisa de los componentes L y C en cada sección; los condensadores variables se deben ajustar con cuidado para que sean efectivos.

7-6.3 Línea de retardo con parámetros distribuidos

Esta línea consta de un cable coaxial especialmente fabricado con un alto valor de inductancia por unidad de longitud. Para este tipo de línea una bobina de alambre continuo reemplaza el conductor central recto del cable coaxial normal; devanada en forma helicoidal sobre un núcleo interior flexible. Para reducir las corrientes inducidas o parásitas, el conductor externo usualmente se construye con alambre aislado trenzado, conectado eléctricamente a los extremos del cable. Los detalles de construcción se esquematizan en la figura 7-26.

La inductancia de la línea de retardo se produce por medio de la bobina interior y es igual a la de un solenoide con n vueltas por metro. La inductancia se incrementa devanando helicoidalmente el conductor interior sobre un núcleo de material ferromagnético, el cual incrementa el tiempo de retardo t_d y la impedancia característica Z_0 . La capacitancia de la línea de retardo es la de dos cilindros coaxiales separados por un dieléctrico de polietileno. La capacitancia se incrementa mediante un espaciamiento del dieléctrico más delgado entre los conductores exterior e interior.

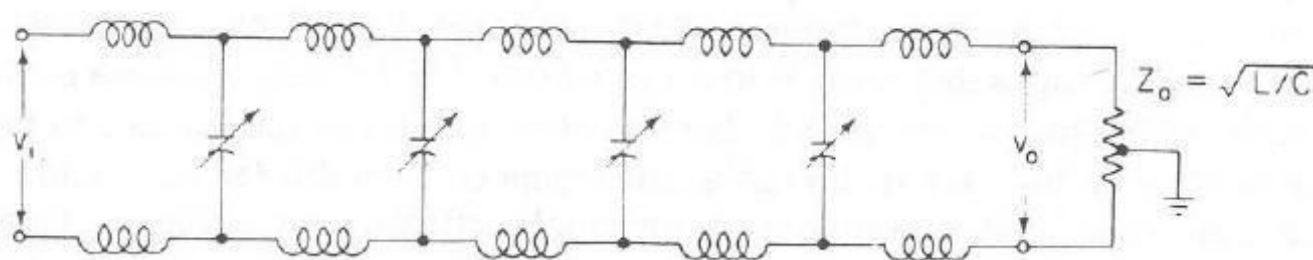


Figura 7-25. Línea de transmisión tipo push-pull con terminación única.

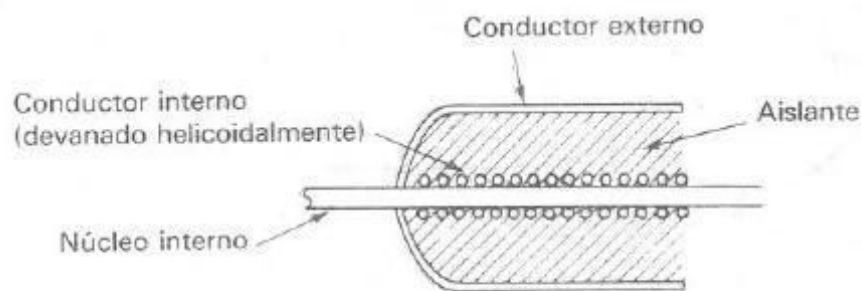


Figura 7-26. Línea de retardo de alta impedancia helicoidal.

Los parámetros típicos para una línea de retardo de alta impedancia helicoidal son $Z_0 = 1\,000\ \Omega$ y $t_d = 180\text{ ns/m}$. La línea de retardo coaxial es preferible porque no requiere el ajuste cuidadoso de una línea de parámetros concentrados y ocupa mucho menos espacio.

7-7 TRAZO MULTIPLE

En el análisis de sistemas y circuitos electrónicos, es muy útil ver el comportamiento de dos o más voltajes al mismo tiempo. Esto se logra con dos osciloscopios pero, además de resultar costoso, es difícil disparar al mismo tiempo los barridos de cada osciloscopio y asegurar que los generadores de barrido operen de manera similar. Aun cuando se consiguiera todo lo anterior, los dos trazos se observarían en dos tubos de osciloscopios diferentes y no uno sobre el otro, donde la comparación sería fácil de realizar.

Existe una solución a este problema, la cual requiere un tubo de rayos catódicos especial con dos cañones de electrones independientes que generan dos haces separados. Cada haz de electrones tiene sus propias placas de deflexión vertical, pero ambos se deflexan en dirección horizontal mediante un conjunto común de placas de deflexión y generador de deflexión. Esto se conoce como *tubo de rayos catódicos de doble haz* y sólo se utiliza en sistemas donde se necesita absoluta independencia de los canales de vertical.

Un método más común y menos costoso es el de doble trazo, opuesto al de doble haz. En este caso se utiliza el mismo haz de electrones para generar dos trazos que se pueden deflexar a partir de dos fuentes verticales independientes. Hay dos vías para generar los dos trazos independientes. Uno es deflexar el haz del osciloscopio y presentar la primera señal o entrada vertical A. Entonces el osciloscopio se dispara y se presenta la entrada vertical B, en una posición distinta sobre la pantalla del osciloscopio. En la figura 7-27 se muestra un diagrama a bloques de este sistema. Se utiliza un interruptor electrónico para conmutar las dos fuentes de entrada vertical, las cuales se procesan en amplificadores verticales separados que incluyen controles de posición independientes. Cada que se dispara el generador de barrido, se cambia el interruptor electrónico al otro canal. La desventaja de este sistema es que la presentación no es realmente una representación de dos eventos simultáneos, ya que éstos sucedieron en dos tiempos distintos. Si los eventos son cíclicos, esto no causa problema alguno, sin embargo, este método de *barrido alternado* no proporciona una imagen verdadera si los eventos son de una sola ocurrencia o si son diferentes en cada ciclo.

Un segundo método es conmutar de un canal vertical al otro a una velocidad tan rápida que la presentación se crea a partir de pequeños segmentos de la onda real. Esto requiere que la frecuencia de muestreo sea mucho mayor que la forma de onda

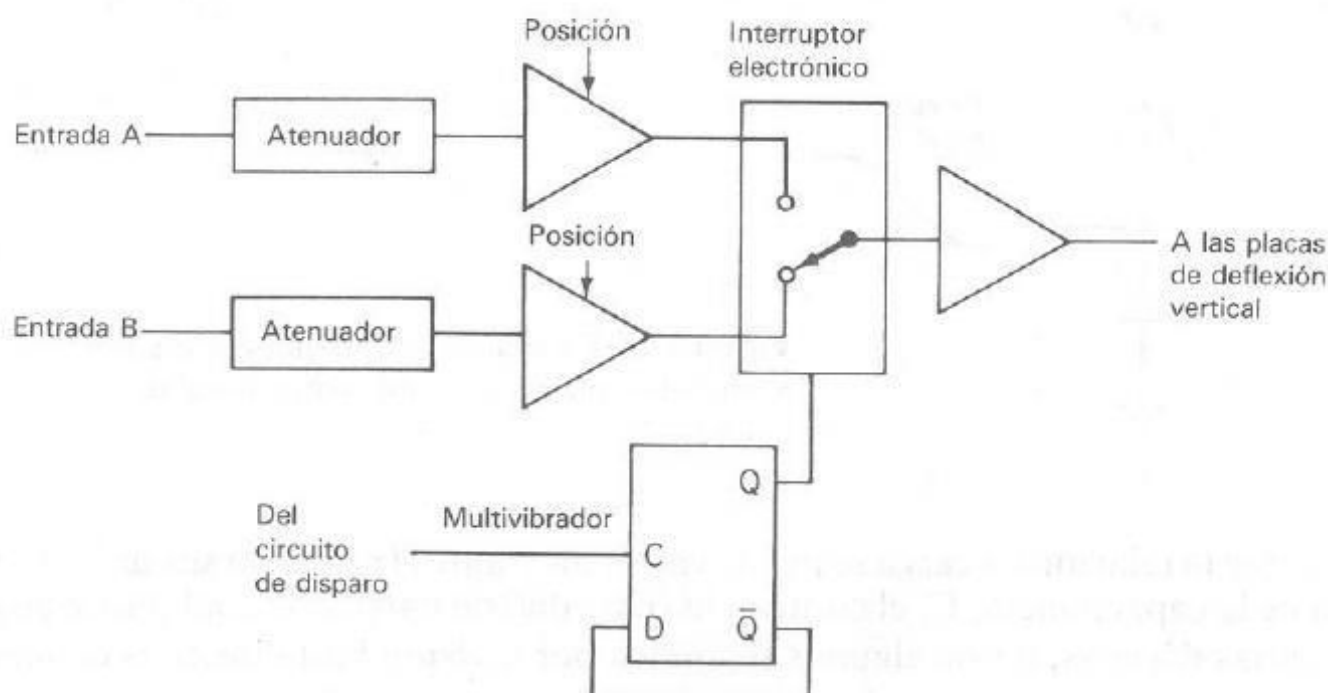


Figura 7-27. Diagrama de bloques de un osciloscopio de trazo doble.

de entrada para prevenir que la presentación sea irreconocible. La velocidad práctica de conmutación de un interruptor electrónico limita la capacidad de frecuencia de este método y, por lo general, las frecuencias de muestreo menores de 500 kHz. Los circuitos electrónicos necesarios para generar el método de muestreo de la generación del doble trazo son los mismos que se utilizan para generar el método alternado, excepto que el interruptor electrónico es un reloj de alta frecuencia en lugar del generador de disparo.

Debido a que existen ventajas y desventajas significativas en cada sistema, la mayoría de los osciloscopios cuenta con un interruptor para seleccionar cualquiera de los dos métodos.

7-8 SISTEMA DE DEFLEXION HORIZONTAL

El propósito de la mayoría de los osciloscopios es deflejar la parte horizontal del trazo a una velocidad constante respecto al tiempo. Esto suele denominarse *barrido lineal*. El sistema de deflexión horizontal consta de un generador de base de tiempo, un circuito de disparo y un amplificador horizontal (figura 7-1). El generador de base de tiempo controla la velocidad con la cual se barre el haz en la superficie del tubo de rayos catódicos (CRT) y se ajusta desde el panel frontal. El circuito de disparo, como ya se mencionó, asegura que el barrido horizontal se inicie en el mismo punto que la señal de entrada vertical. El amplificador horizontal es semejante al amplificador vertical descrito anteriormente y se requiere para incrementar la amplitud de las señales generadas en el generador de barrido al nivel requerido por las placas de deflexión horizontal del tubo de rayos catódicos.

El generador de barrido utiliza las características de carga de un capacitor para generar voltajes de rampa lineales con los cuales alimenta al amplificador horizontal. La figura 7-28 muestra un capacitor que se está cargando a partir de una fuente de corriente constante. La relación del incremento de voltaje está dada como

$$\frac{\text{cambio de voltaje}}{\text{tiempo}} = \frac{I}{C}$$

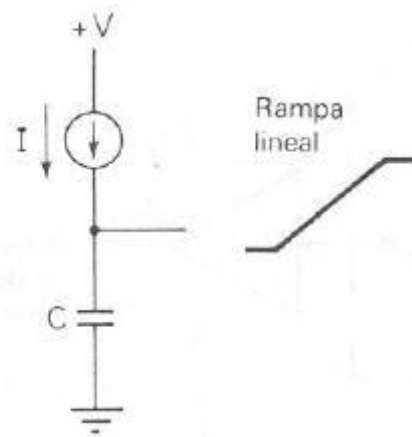


Figura 7-28. Generador de corriente constante y capacitor que generan una rampa lineal de voltaje.

Ya que la relación de carga se puede variar mediante el ajuste ya sea de la corriente, I , o de la capacitancia, C , el control de velocidad de barrido la cual puede abarcar hasta varias décadas, desde algunos segundos por división hasta decenas de nanosegundos; se puede conmutar tanto los valores de capacitancia como la corriente de carga. La figura 7-29 muestra un generador de barrido capaz de dar barridos bajos de $20 \mu\text{s}$ por división hasta un máximo de 50 ns por división, utilizando tanto corrientes variables como capacitores conmutados. El generador de barrido de este ejemplo sigue la misma secuencia 1-2-5 del atenuador de entradas del sistema vertical. Las resistencias en el generador de corriente constante se conmutan para proporcionar corrientes en una secuencia 1-2-5, lo cual involucra resistencias de conmutación en la relación recíproca, esto es, secuencia $1-1/2-1/5$, mientras los capacitores se conmutan en una secuencia de décadas. De esta manera se pueden manejar las ocho décadas requeridas para la velocidad de barrido mediante 11 componentes de tiempo.

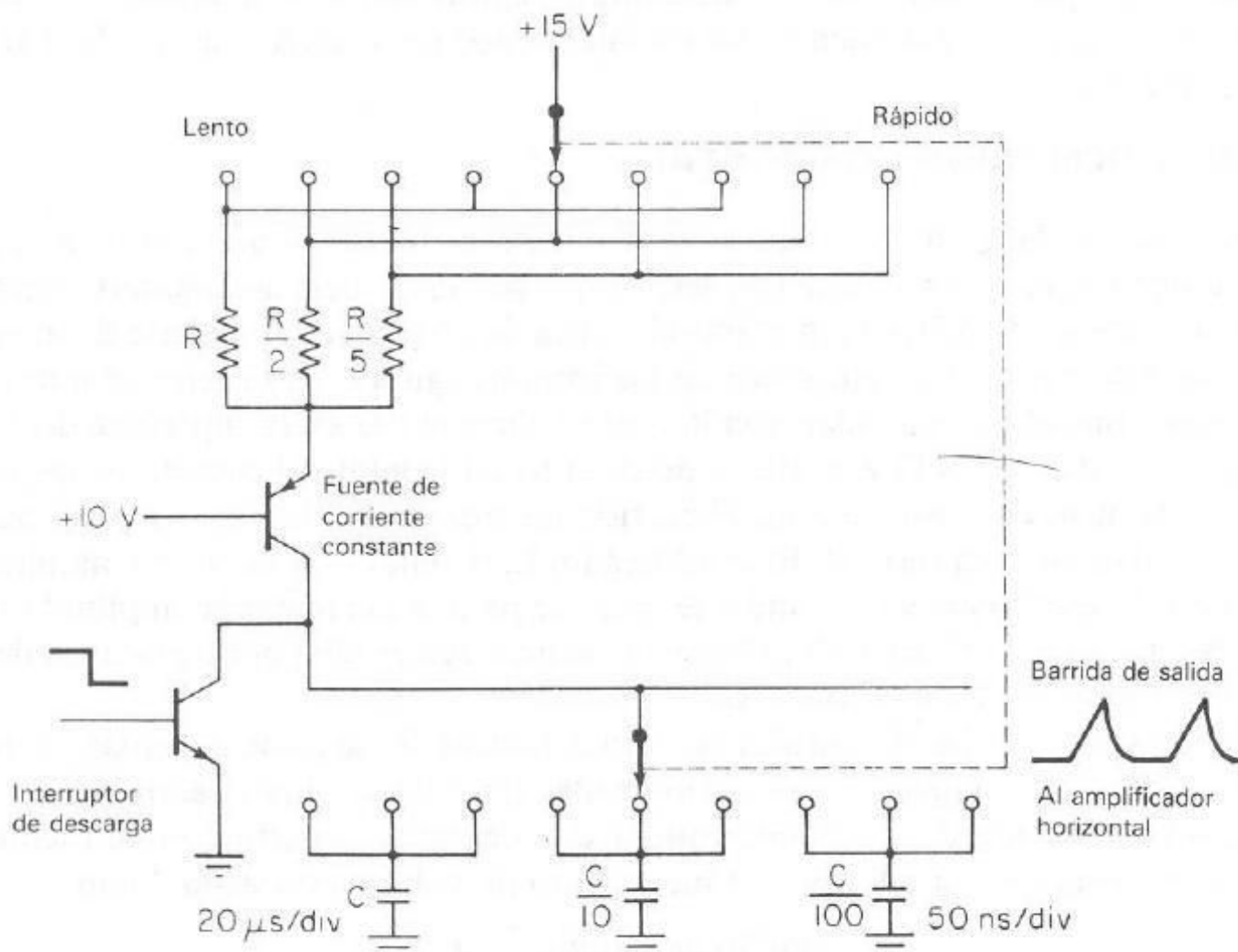


Figura 7-29. Esquema simplificado de una base de tiempo disparada para un osciloscopio.

El generador de barrido del ejemplo se utiliza en una pantalla disparada, lo cual significa que el barrido se inicia sólo después de recibir un pulso de disparo proveniente del circuito de disparo. Esto se efectúa con facilidad derivando toda la corriente que proviene del generador de corriente constante con un transistor, evitando que pase por el capacitor; previniendo que el voltaje se incremente en él.

Una vez completado el barrido, se retorna a cero el voltaje en el capacitor descargándolo a través del transistor, y después de un *tiempo de espera*, se puede iniciar de nuevo el barrido.

En la figura 7-30 se ilustra la relación entre el generador de barrido y los pulsos de disparo, los cuales representan el mismo punto para la onda de entrada. Generalmente el barrido no se dispara para cada ciclo de onda de entrada vertical, a menos que el barrido más el tiempo de espera sea menor que el periodo de la entrada. En algunos osciloscopios el tiempo de espera se ajusta desde el panel frontal con el fin de facilitar un disparo estable para ondas complejas.

Cuando el osciloscopio no se ha disparado, hay que apagar o *borrar* el haz de electrones en el tubo de rayos catódicos; de lo contrario, aparecerá un punto luminoso en el lado izquierdo de la pantalla y destruirá el recubrimiento de fósforo en ese punto en un periodo corto; por lo que el haz de electrones se apaga durante el retorno del trazo. La imagen dibujada por el retorno del trazo es inversa en tiempo y de una velocidad diferente; por lo tanto, esto no proporciona información útil y deforma el trazo deseado. Generalmente en un osciloscopio el trazo se blanquea y las señales se aplican cuando el trazo no está *blanqueado*. Cuando el circuito de disparo suministra un pulso negativo para que el capacitor en el circuito de barrido se cargue e inicie el barrido, el mismo pulso sirve para iluminar el trazo.

Sin una señal de entrada el haz no se ilumina y no hay trazo visible en la pantalla. Esto puede ser una dificultad cuando se necesita el control de posición vertical, ya que el haz no es visible. Para facilitar la localización de la línea base, la mayoría de los osciloscopios tiene un oscilador incluido para disparar el haz cuando no hay señal de entrada. Si está disponible una señal de amplitud suficiente, el barrido horizontal se dispara por medio de la vertical de entrada.

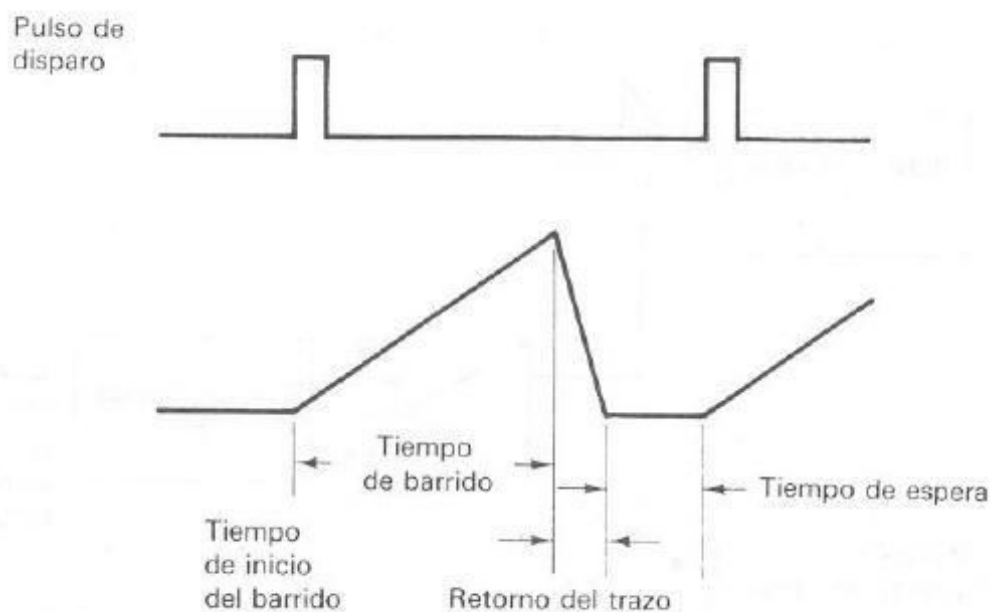


Figura 7-30. Relación entre el pulso de disparo y el barrido en un osciloscopio.

La mayoría de los osciloscopios de laboratorio tiene dos bases de tiempo que pueden interactuar de distintas maneras. Un método común de interacción es permitir que una base de tiempo retarde el disparo de la segunda base. Esto sería útil si se fuera a observar una señal durante un periodo largo y sólo se quisiera analizar una pequeña porción de la señal. En este caso, la señal de disparo del amplificador vertical se aplicaría a la primera base de tiempo, y después de un periodo establecido por los interruptores que controlan la primera base de tiempo, se dispararía la segunda base. La ventaja significativa de este sistema es que la base de tiempo lenta requerida por el periodo largo de la onda de entrada puede retardar la segunda base de tiempo. Esto resulta considerablemente más rápido para una inspección minuciosa de la onda de entrada. En este ejemplo el osciloscopio permanece sin trazo hasta después del periodo de retardo, cuando la segunda base de tiempo sea disparada y haya trazo en el osciloscopio. La figura 7-31 muestra un diagrama a bloques de este tipo de barrido retardado. La base de tiempo A suministra un voltaje lineal a un comparador que dispara la segunda base de tiempo cuando el voltaje de rampa alcanza el voltaje aplicado por el control *multiplicador de base de tiempo* en el panel frontal.

La base de tiempo retardado se puede disparar con la señal de entrada o el barrido, se puede iniciar inmediatamente después del tiempo de retardo. Cuando la parte retardada de la onda que se debe observar puede variar en tiempo entre las otras partes de la onda, conviene disparar la base de tiempo. Cuando no se dispone de flanco de la señal adecuado después del tiempo de retardo, es necesario iniciar sin disparo la base de tiempo retardada después del tiempo de retardo.

Este sencillo sistema tiene desventajas significativas. Una vez que se activa el barrido retardado, el osciloscopio nada más exhibe la pequeña porción de la onda de entrada que se está investigando y se pierde el resto de la imagen de la señal. Sería útil observar toda la onda con la parte expandida sobreiluminada de alguna manera. Esto se realiza intensificando la porción de la onda que se presentará después del retardo obtenido del circuito de la figura 7-32. En este circuito de barrido, la base más lenta de tiempo proporciona la deflexión horizontal; pero la segunda o más rápida base de tiempo suministra un pulso a los circuitos de iluminación para intensificar el trazo. Esto muestra el segmento real de la onda que se presenta cuando

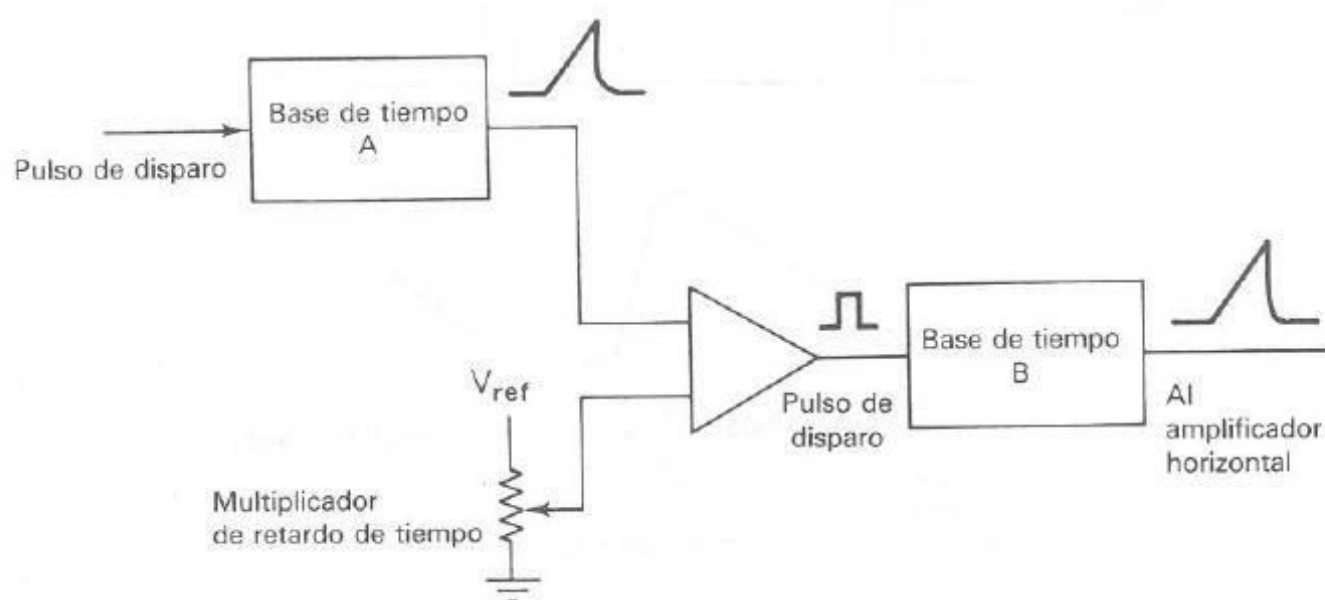


Figura 7-31. Diagrama de bloques de una base de tiempo doble para el pulso de disparo retardado.

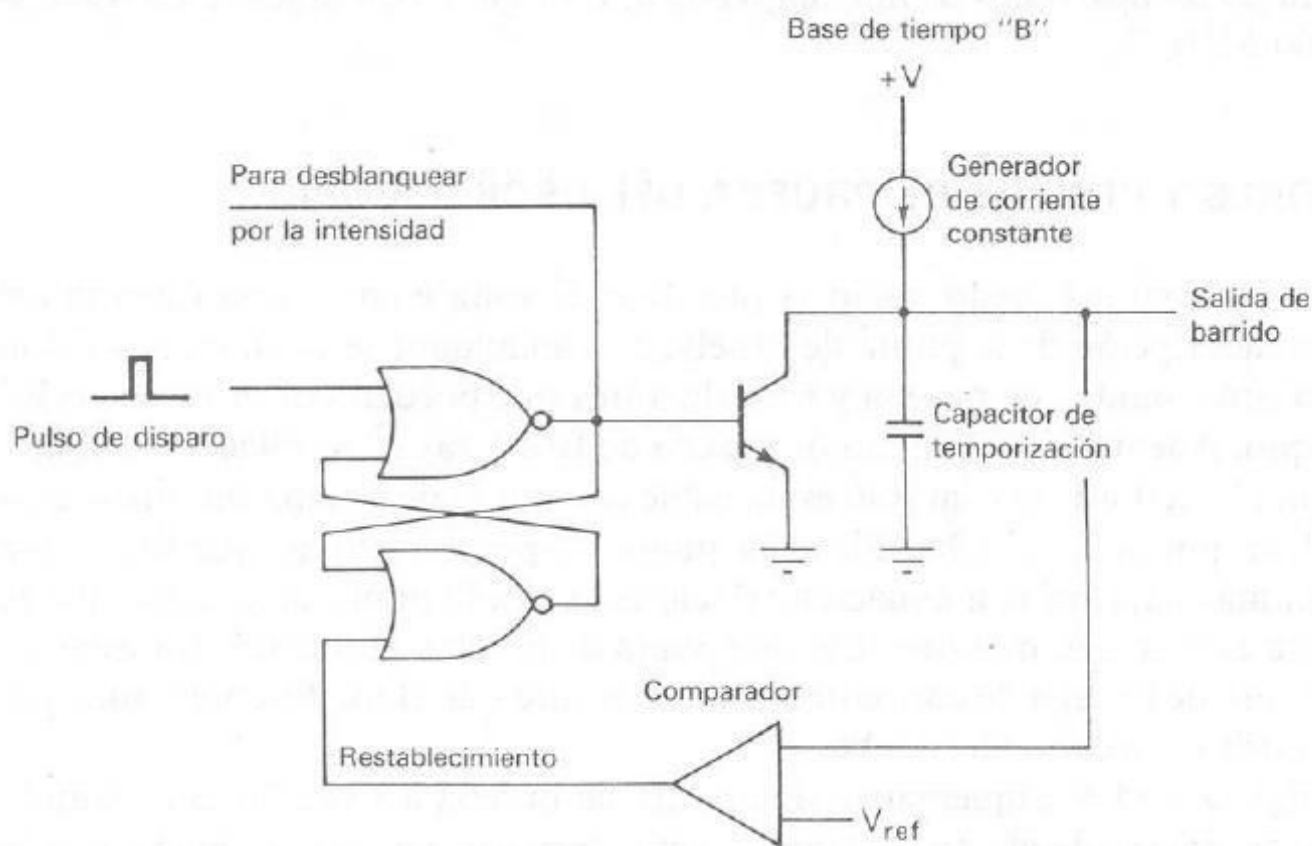


Figura 7-32. Esquema de la base de tiempo que muestra el origen de la señal intensificada.

se cambia el osciloscopio al modo retardado. Un enfoque más moderno y versátil es el sistema de barrido alternado. En éste, la deflexión se aplica primero a partir del generador A de base de tiempo o principal. Entonces, el trazo se mueve verticalmente y se presenta la porción retardada. Esto equivale a conmutar un trazo intensificado en un trazo retardado mientras se cambia al mismo tiempo la posición vertical del trazo. Cuando se realiza esta conmutación con rapidez, aparecen simultáneamente dos trazos estables.

Otro método de operación de base de tiempo alternada es conmutar la velocidad de barrido después del tiempo de retardo. En este método la porción inicial de la onda es visible a una velocidad de barrido lenta, mientras que al tiempo retardado la velocidad de barrido cambia más rápidamente. Las únicas desventajas significativas de este sistema son que solamente la porción inicial de la onda es visible y que parte de la pantalla se debe compartir con la porción más lenta del barrido lo cual reduce el área de observación de la porción más rápida del barrido. Por otro lado, presenta ventajas importantes ya que sólo se requiere un barrido para presentar las porciones lenta y retardada del trazo. Esto es valioso cuando hay que observar ondas complejas, donde es difícil o imposible obtener un punto de disparo estable.

Hay otra técnica para obtener una vista expandida de la onda de entrada sin utilizar dos bases independientes de tiempo, ésta utiliza un magnificador. Este circuito incrementa la ganancia del amplificador horizontal así como la velocidad de barrido en la pantalla del tubo de rayos catódicos por un factor de 5 o 10, dependiendo el aumento de ganancia. Si, por ejemplo, el magnificador incrementa la ganancia del amplificador un factor de 10, la velocidad de barrido aumenta, pero disminuye la visibilidad del trazo 90%. Con el control de posición horizontal se ubica en la pantalla de CRT la porción del trazo que es de interés, pero esto no es un tiempo de retardo; además, no hay control sobre el retardo aparte de la razón fija de magnificación. No obstante, el magnificador se

puede incluir en osciloscopios de muy bajo costo. La figura 7-33 muestra un osciloscopio de 100 MHz.

TRANSDUCTORES Y PUNTAS DE PRUEBA DEL OSCILOSCOPIO

La función principal del osciloscopio es presentar el voltaje como una función del tiempo, y la descripción de la punta de prueba con atenuador se trató en la sección 7-5. Existen otras puntas de prueba y transductores que pueden volver más versátil al osciloscopio. Además de las puntas de prueba de 10 a 1 hay otras relaciones de atenuación como la de 1 a 1, la cual sólo es un cable con punta de prueba sin otros componentes. Una punta de prueba útil es la punta de prueba activa, que logra una capacitancia más baja sin la atenuación relacionada con la punta de prueba 10 a 1. Debido a que esto es algo más que sólo una punta de prueba, el transductor especial final es la punta de prueba de corriente, la cual permite que el osciloscopio mida corriente sin abrir el circuito en prueba.

En la figura 7-34 se esquematiza una punta de prueba activa. En este ejemplo se utiliza un transistor de efecto de campo como elemento activo para amplificar la señal de entrada. Aunque la ganancia de voltaje del circuito seguidor FET (figura 7-34) es la unidad, el circuito seguidor proporciona una ganancia en potencia tal que la impedancia de entrada se pueda incrementar. Para que sea efectivo, el FET se debe montar directamente en la punta de prueba de voltaje, de tal forma que sea factible eliminar la capacitancia del cable de interconexión. Esto requiere que la potencia para el FET se suministre desde el osciloscopio al FET en la punta de prueba. El voltaje del FET siguiente excita un cable coaxial; pero en lugar de conectar el cable a la alta impedancia de entrada del osciloscopio, se termina al cable en su impedancia característica.

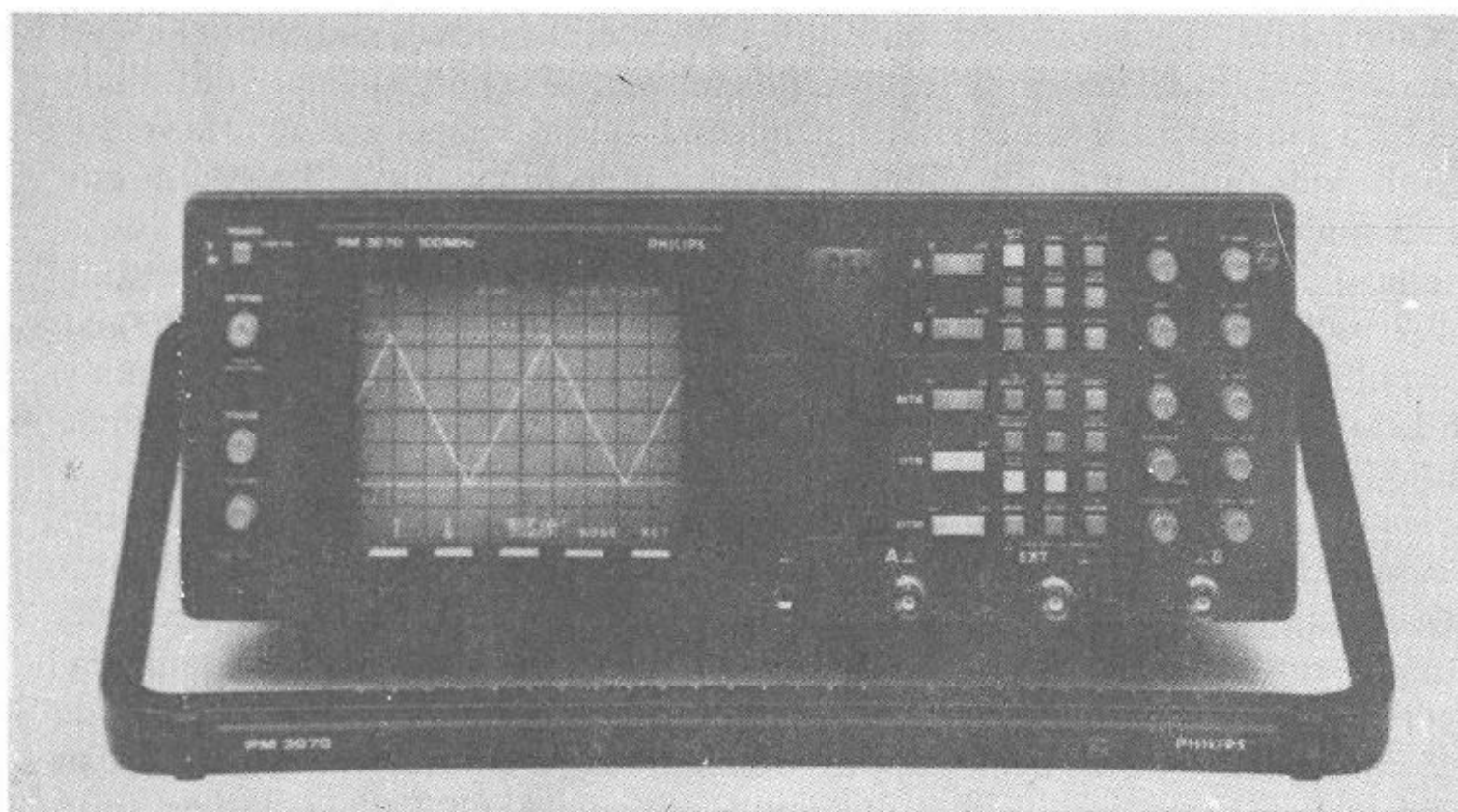


Figura 7-33. Osciloscopio moderno de 100 MHz. (Cortesía de Phillips. Pruebas y mediciones.)

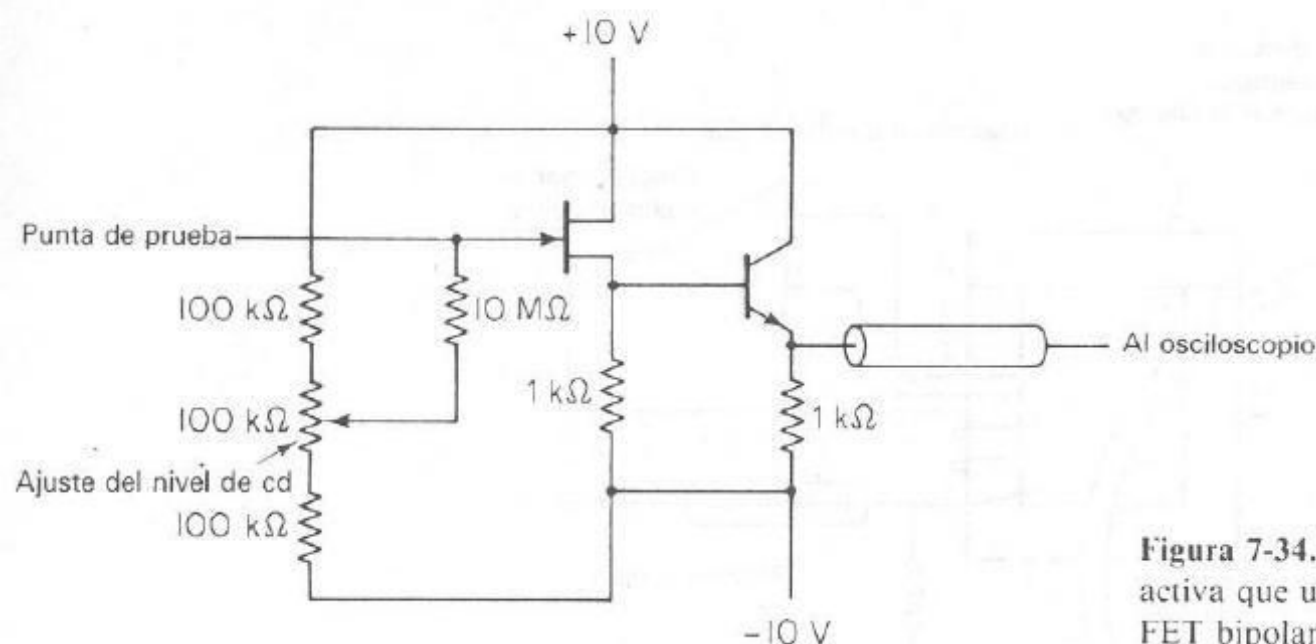


Figura 7-34. Punta de prueba activa que utiliza un transistor y FET bipolares.

De esta manera, no hay decaimiento a altas frecuencias por causa de la capacitancia del cable.

Existe una desventaja significativa de la punta de prueba con FET. Ya que no hay atenuación de la señal entre el amplificador FET y la punta de prueba, el rango de señales manipulable mediante la punta de prueba con FET está limitado al rango dinámico del amplificador FET y es menor de algunos volts. Por lo tanto, para manejar un rango dinámico mayor, se agregan atenuadores externos a la punta de prueba. Al agregar el atenuador a la punta de prueba con FET, ésta se convierte en una punta de prueba con atenuador; por lo que no hay necesidad de una punta activa y podría servir una punta convencional, a menos que se requiera la capacitancia extremadamente baja de una punta activa de prueba con atenuador. Esta es la razón por la cual las puntas activas de prueba tienen un uso limitado.

Por lo general los osciloscopios se utilizan con puntas de prueba con atenuador 10 a 1, ya que muchos circuitos se ven afectados por la capacitancia de la punta de prueba 1 a 1. Por esta razón la mayoría de los osciloscopios tiene sensibilidades de entrada de 2 a 5 mV por división, de modo que no se vea afectada la versatilidad del dispositivo debido a la atenuación de la señal.

Una punta de prueba muy buena es la de corriente. Esta se puede sujetar alrededor de un alambre por el que circula una corriente eléctrica sin que haya contacto físico alguno con la punta de prueba. Lo anterior permite utilizar el osciloscopio para medir la magnitud de la corriente con una respuesta en frecuencia desde cd hasta 50 MHz. El sensor de corriente está constituido por dos partes, un transformador convencional para transformar la corriente alterna en voltaje y un dispositivo de efecto Hall para la conversión de corriente directa en voltaje (figura 7-35).

Se emplea un núcleo magnético con una pieza removible como elemento de acoplamiento para la punta de corriente. El alambre por el cual circula la corriente que se debe medir se inserta en el centro del núcleo magnético y es semejante al primario de un transformador. La corriente alterna en el alambre induce un voltaje en el devanado secundario mediante la acción convencional del transformador. Únicamente la corriente alterna introduce voltaje en el secundario. No aparece ninguna corriente directa en el secundario del transformador. Además, la corriente directa que pasa a través del alambre incrementa el flujo magnético en el núcleo y afecta la permeabili-

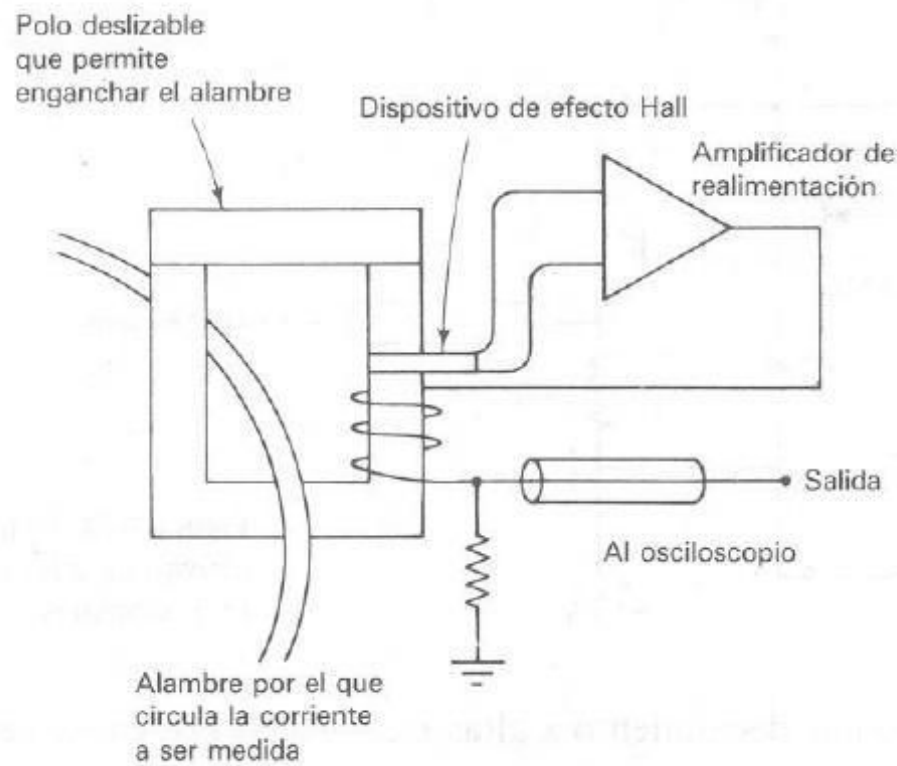


Figura 7-35. Punta de prueba de corriente para mediciones desde cd hasta varios megahertz.

dad del material utilizado para el núcleo. Esto no es deseable, en especial si la corriente en el alambre puede causar la saturación del material del núcleo. Si sucediera esto, la acción de transformación del transformador de corriente se afecta y proporciona mediciones inexactas.

El sensor de efecto Hall se incluye en la punta de prueba para proporcionar una respuesta en frecuencia a cero o cd. El efecto Hall ocurre en muchos semiconductores (figura 7-36). El flujo de corriente en el semiconductor mostrado se debe al movimiento de electrones a través del material. El movimiento de corriente ocurre cuando se aplica un campo eléctrico al material semiconductor, lo cual origina que los electrones

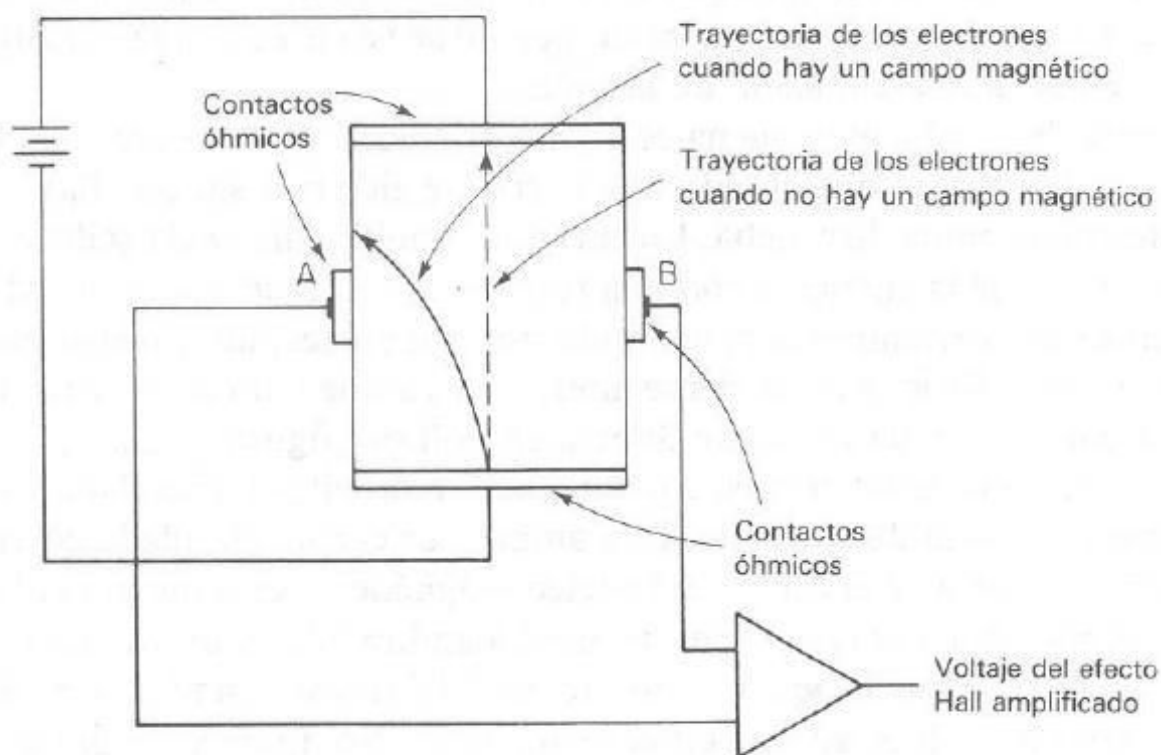


Figura 7-36. Generador de efecto Hall que muestra la trayectoria de los electrones.

entren en la terminal negativa y se muevan hacia la positiva. En términos generales, el movimiento se realiza a lo largo de una línea recta, y si el potencial se midiera entre los puntos *A* y *B*, la diferencia de potencial sería cero. Si se sometiera el material semiconductor a un campo magnético de dirección perpendicular al movimiento de la corriente de electrones, los electrones en movimiento experimentarían una fuerza que desplazaría las trayectorias de los electrones en el material semiconductor hacia un lado (figura 7-36). Debido a que la distribución de electrones es mayor en un lado que en otro, existe un potencial entre ambos lados, *A* y *B*.

El sensor de efecto Hall se incluye en la estructura del núcleo magnético de la punta de corriente. Se adecua un sistema de realimentación con un amplificador de modo que cualquier campo magnético presente en el sensor de efecto Hall induzca una corriente en los devanados secundarios del transformador de corriente para contrarrestar. El campo magnético introducido por el alambre en medición; por lo tanto, el sensor de efecto Hall asegura que el flujo de campo magnético estático en el núcleo sea exactamente cero. La cantidad requerida de corriente para contrarrestar el campo magnético inducido por el alambre en medición es directamente proporcional a la magnitud y dirección de la corriente que pasa a través de dicho alambre. Ya que la corriente necesaria para contrarrestar el flujo magnético estático en el núcleo también pasa por el resistor terminal para el secundario del transformador de corriente, la corriente aplicada aparece como voltaje de cd en el osciloscopio y representa la magnitud de la corriente en el alambre.

7-10 TECNICAS DEL OSCILOSCOPIO

El osciloscopio es un instrumento muy versátil con una utilidad limitada únicamente por la habilidad del operador, si bien hay instrumentos más sofisticados, la mayoría de las mediciones oscilográficas se practican con un osciloscopio de trazo doble con capacidad de barrido retardado; por lo tanto, el estudio de las técnicas del osciloscopio considera el uso de un instrumento de este tipo.

7-10.1 Determinación de frecuencia

Para determinar la frecuencia de una señal utilizando un osciloscopio, se requiere que el periodo sea medido. Para medir la frecuencia, la onda vista en el osciloscopio debe ser periódica, lo cual parece sencillo pero pueden presentarse algunas dificultades que conduzcan a errores en la medición. Considérese por ejemplo la sencilla función senoidal de la figura 7-37. Es evidente que el periodo de la función

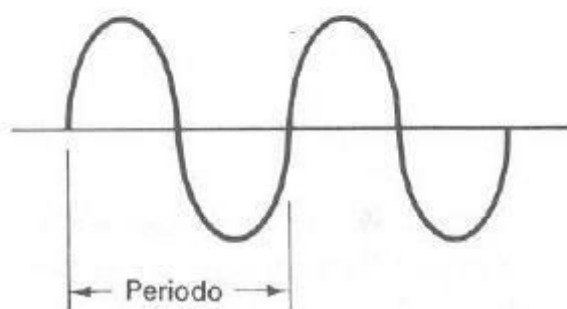


Figura 7-37. Periodo de una función senoidal sencilla.

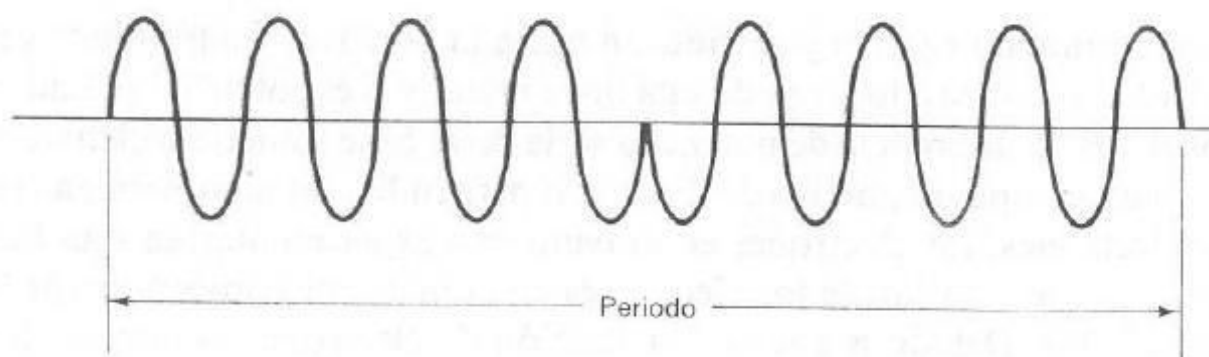


Figura 7-38. Forma de onda compleja donde se indica el periodo correcto.

senoidal está entre cualquier cruce alterno por cero. El periodo se puede medir también entre cualquiera de dos picos positivos o negativos. Un ejemplo más complicado aparece en la figura 7-38. En este caso, el periodo no puede determinarse de pico a pico ni desde cualquier otro cruce por cero, debido a que para cada cuatro ciclos de la función senoidal se cambia la fase 180° . La forma de onda completa de este ejemplo es de ocho ciclos completos de la onda senoidal, cuatro de una fase y cuatro adicionales de fase opuesta. Cuando se determina el periodo, se debe estar seguro de que el ciclo está completo y que el siguiente es el mismo. Para la frecuencia, tómese el recíproco de la medición del periodo:

$$\text{frecuencia} = \frac{1}{\text{periodo}}$$

El osciloscopio no es una herramienta de medición de frecuencia precisa ya que la exactitud de la medición depende directamente de la exactitud de la base de tiempo del osciloscopio lo cual, en el mejor de los casos, es un porcentaje pequeño. El osciloscopio debe utilizarse para medición de frecuencias aproximadas o cuando la onda es tan compleja que un contador de frecuencia no operaría confiablemente.

7-10.2 Medición de retardo de tiempo y ángulo de fase

El osciloscopio es adecuado e indispensable para mediciones de tiempo y fase. Por ejemplo, supóngase que se debe medir el ángulo de fase entre dos funciones senoidales (figura 7-39). Un método sencillo y efectivo es presentar ambas funciones como

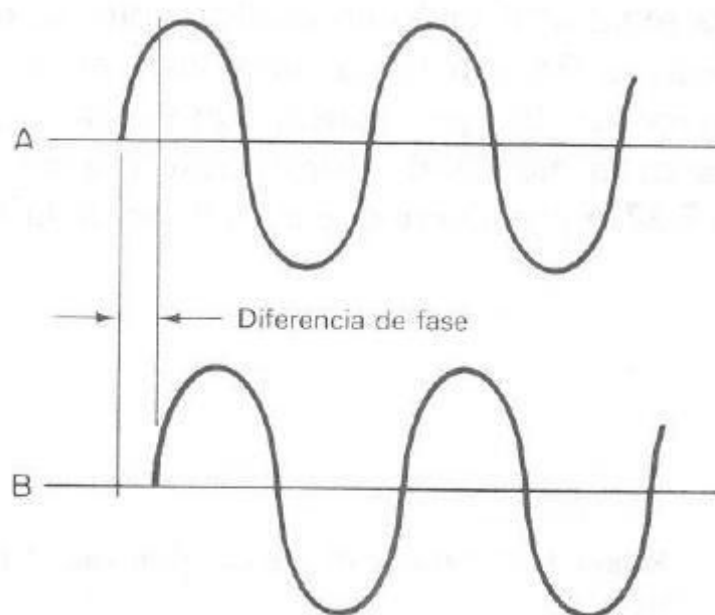


Figura 7-39. Dos funciones senoidales de la misma frecuencia pero con fase diferente.

dos trazos separados en un osciloscopio de trazo doble y medir el retardo de tiempo entre estas dos funciones. Cuando se utiliza esta técnica, es imperativo que el osciloscopio se dispare únicamente con una de las señales de onda. Esto es viable fijando el control de la fuente de disparo para el canal 1 o 2 o aplicando un pulso de disparo externo al osciloscopio. Los modos de disparo *mezclado*, *compuesto* o *ambos* permiten que el osciloscopio se active por las dos señales de la entrada, lo cual impide tener una referencia de tiempo adecuada.

La entrada de disparo externa permite utilizar el osciloscopio en mediciones complejas de retardo de tiempo y fase. Por ejemplo, considérese el circuito digital de la figura 7-40. Un pulso de entrada inicia varios pulsos de salida que se controlan en tiempo para que ocurran en tiempos específicos. Al disparar el osciloscopio con el reloj de entrada, la punta de prueba del osciloscopio se puede cambiar a cualquiera de las salidas y leer el retardo de tiempo. Esta técnica permite utilizar un osciloscopio de un solo trazo para mediciones de retardo de tiempo y fase, ya que no es necesario observar al mismo tiempo la señal referencia y la que se va a medir. Para que esta técnica sea exacta se debe conocer el retardo de disparo. Para determinarlo, se dispara el osciloscopio utilizando la entrada de disparo externa. Un método conveniente es utilizar una punta de prueba para osciloscopio conectada a la entrada de disparo externa. La mayoría de las entradas de disparo externas tiene impedancias de entrada semejantes a la de las entradas de vertical, esto permite que se utilicen las mismas puntas de prueba. Mientras se dispara el osciloscopio desde la entrada externa, se observa la misma señal con una segunda punta de prueba conectada a la entrada de vertical. En la pantalla del osciloscopio nótese la posición del borde del pulso de entrada utilizado para disparar el osciloscopio; éste es el tiempo cero de referencia, y todas las

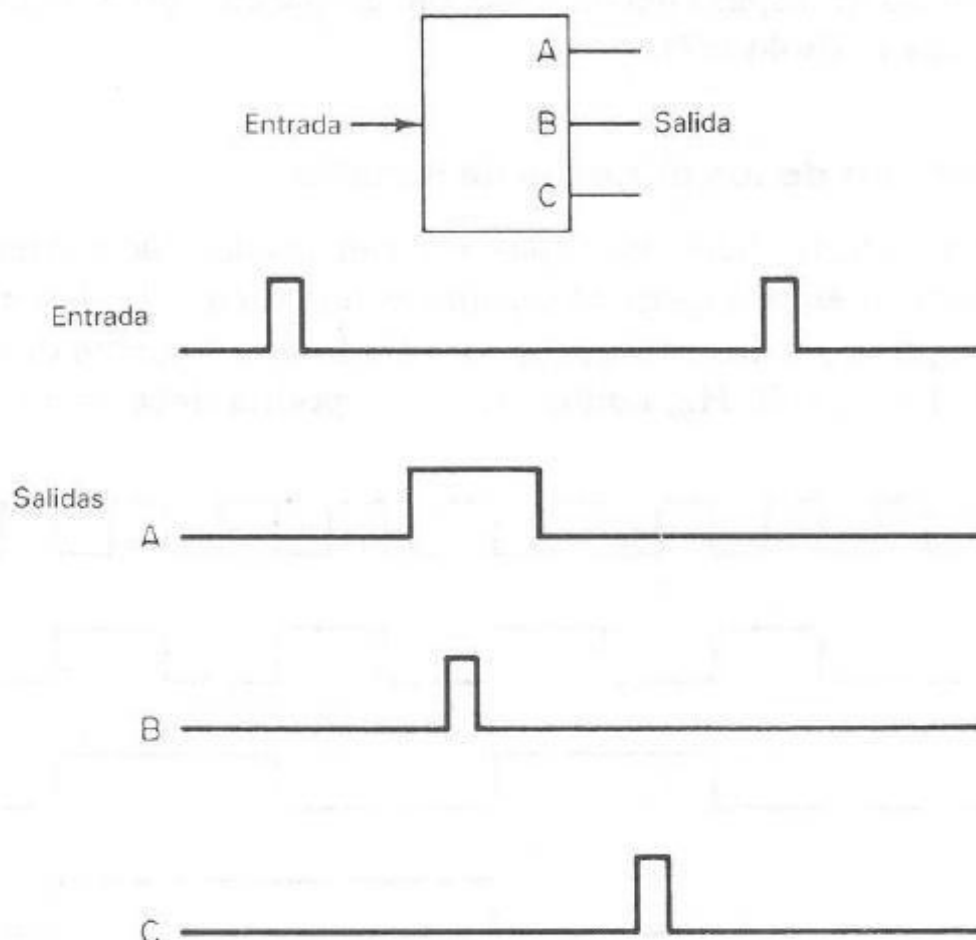


Figura 7-40. Generador de secuencia lógica de pulso de disparo y las formas de onda asociadas.

mediciones subsecuentes se efectúan con base en ese punto. Si se cambia la base de tiempo, es necesario repetir este procedimiento de calibración para calibrar la nueva base de tiempo.

En muchas situaciones se recibe más de un ciclo de entrada por cada ciclo de salida, como en el ejemplo del contador binario de tres bits de la figura 7-41. En este caso, la primera salida ocurre cada dos ciclos de entrada, la segunda salida ocurre cada cuatro ciclos de la entrada y la tercer salida cada ocho ciclos de entrada; por lo tanto, si el retardo de tiempo se va a medir entre el reloj de entrada y el divisor por ocho, o la tercer salida, habrá ocho flancos positivos del reloj de entrada a partir de la señal de disparo. Existen dos métodos de medición del retardo entre la señal de reloj de entrada y la tercer salida, este retardo se conoce como *retardo de propagación* y es un parámetro muy importante en los sistemas digitales. El primer método permite que el osciloscopio se dispare mediante cada flanco positivo en la entrada; así pues, por cada salida del contador hay ocho trazos del osciloscopio, de los cuales siete son indeseables. Esto produce una imagen borrosa pero es posible observar, sin mucha dificultad, la transición de la salida deseada y efectuar la medición necesaria.

Un segundo método es utilizar el control de agarre (hold-off) del pulso de disparo para eliminar los trazos indeseables. Como ya se dijo, dicho control establece el tiempo en que el osciloscopio no pueda dispararse de nuevo después de un barrido. Si el control "hold-off" se ajusta de modo que el osciloscopio sólo se dispare con el flanco del pulso de entrada del reloj y no en los siguientes siete ciclos, sólo se presentará un trazo de la salida para cada ocho ciclos de entrada. La única dificultad con este método es que no se puede seleccionar el ciclo de entrada a partir del cual se ha de disparar el osciloscopio. Si el número de ciclos de entrada es relativamente bajo, dos, cuatro u ocho como en el ejemplo, algo de dificultad eventualmente se presentará en el pulso de disparo del osciloscopio en el ciclo correcto, cuando se utilice el control de agarre (hold-off).

7-10.3 Determinación de los orígenes de señales

En muchos sistemas electrónicos, las fallas abarcan señales que aparecen en lugares a los cuales no pertenecen. Un ejemplo sencillo es una fuente de alimentación donde el voltaje de rizo aparece en los voltajes suministrados. Una fuente de este voltaje de rizo podría ser la línea de 60 Hz, aunque también podría deberse a un circuito que

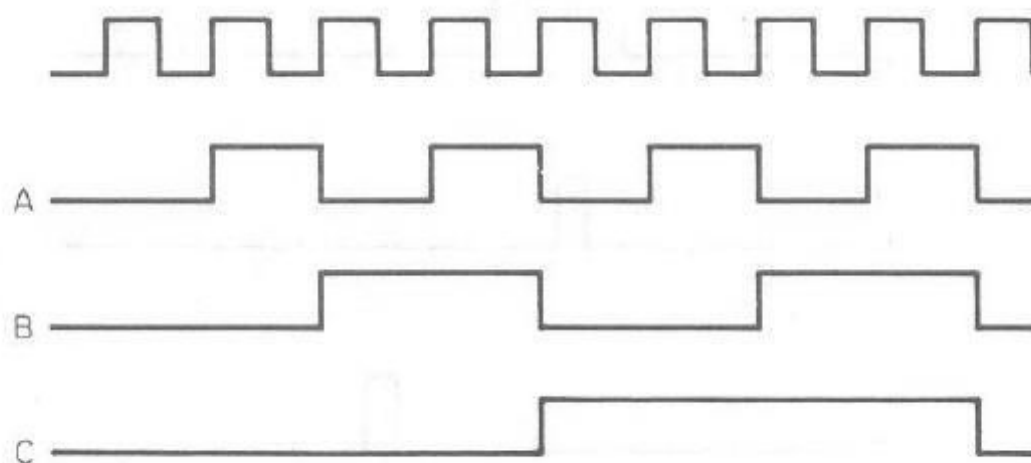


Figura 7-41. Ondas relacionadas con un contador binario de 3 bits.

no funciona correctamente. Un método para identificar la fuente de señales extrañas es disparar el osciloscopio con una fuente probable que provoca alteraciones y observar la señal extraña con el dispositivo. Si la señal de disparo es la fuente de las alteraciones, la onda que se observe estará estacionaria; pero si la fuente se origina en cualquier otro lugar, la onda observada se moverá en el tiempo. Tómese el ejemplo de la fuente de alimentación: si el osciloscopio se dispara con la línea de 60 Hz (y muchos osciloscopios tienen un conmutador para este propósito) el rizo producido estaría estacionario, si es que lo originara la línea de 60 Hz; si se genera en cualquier otro punto, se mueve en el tiempo. La captación de 60 Hz por los circuitos electrónicos es muy frecuente y esta técnica permite la verificación rápida de la fuente de la señal indeseable.

7-10.4 Determinación de las características de modulación

El osciloscopio sirve para medir la cantidad de modulación en amplitud aplicada a una portadora para el ajuste y reparación de transmisores de amplitud modulada, tanto para portadora completa como para banda lateral única. La figura 7-42a muestra una señal de amplitud modulada con portadora completa. Para desplegar la portadora, el

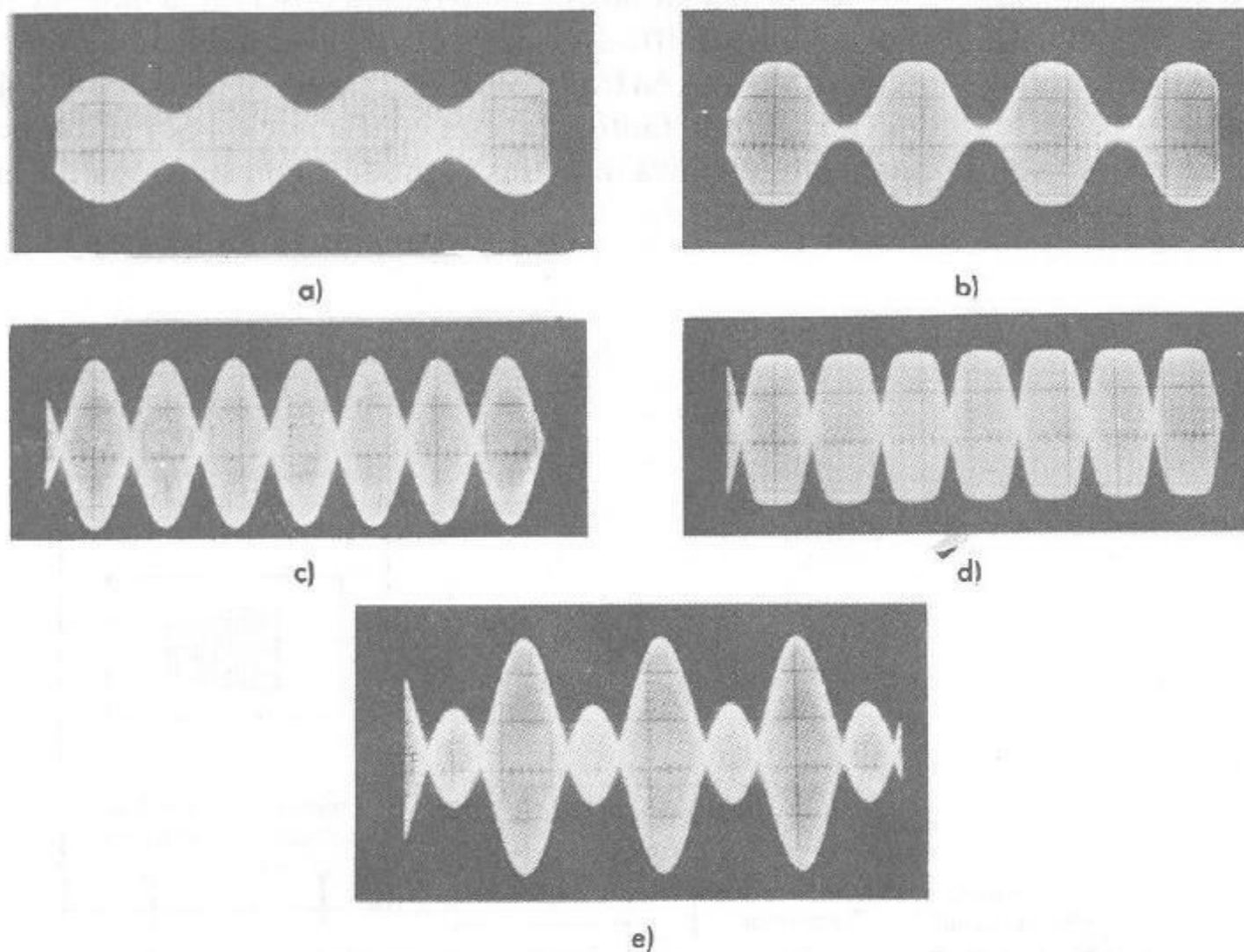


Figura 7-42. a) Portadora modulada en amplitud modulada con aproximadamente el 50%; b) portadora modulada cerca del 80%; c) modulación apropiada para una portadora en banda lateral única de dos tonos; d) señal de banda lateral única de dos tonos recortada, y e) señal de tono único de doble banda lateral con excesiva pérdida de portadora.

osciloscopio debe manejar la frecuencia de la portadora del transmisor. Por otro lado, el barrido horizontal sólo debe cubrir las frecuencias de modulación, lo cual en la mayoría de los casos es la banda de frecuencias de voz de 300 Hz hasta 3 kHz. El porcentaje de modulación se puede determinar a partir de la onda y se calcula mediante la siguiente relación:

$$\text{porcentaje de modulación} = \frac{A - B}{A + B} \times 100\% \quad (7-28)$$

donde A es el pico de la envolvente modulada y B es el mínimo.

Si el osciloscopio se opera cerca de los límites de su respuesta en frecuencia y si es difícil obtener un pulso de disparo confiable, hay que disparar el osciloscopio con una fuente de modulación en audio mediante la entrada de disparo externo. Muchos osciloscopios se pueden utilizar con buenos resultados más allá de su rango de frecuencias especificado para algunas tareas, tal como para determinar la modulación.

La modulación de banda lateral única se puede observar de dos formas. La primera requiere conexiones idénticas a las utilizadas para observar la modulación de portadora completa. Debido a que no hay un porcentaje de modulación en la señal de banda lateral única, la onda se utiliza para localizar distorsiones y otros problemas de los sistemas. La figura 7-42 ilustra varios tipos de distorsión de banda lateral única.

En la figura 7-43 se presenta un método alternativo para observar la modulación en banda lateral única. La ventaja significativa de este arreglo es que no hay necesidad de disparar el osciloscopio, y el patrón trapezoidal no cambia su forma con ondas complejas como se recomienda. Por lo tanto, con esta configuración es factible evaluar un transmisor de banda lateral única mientras se modula con su forma normal de modulación.

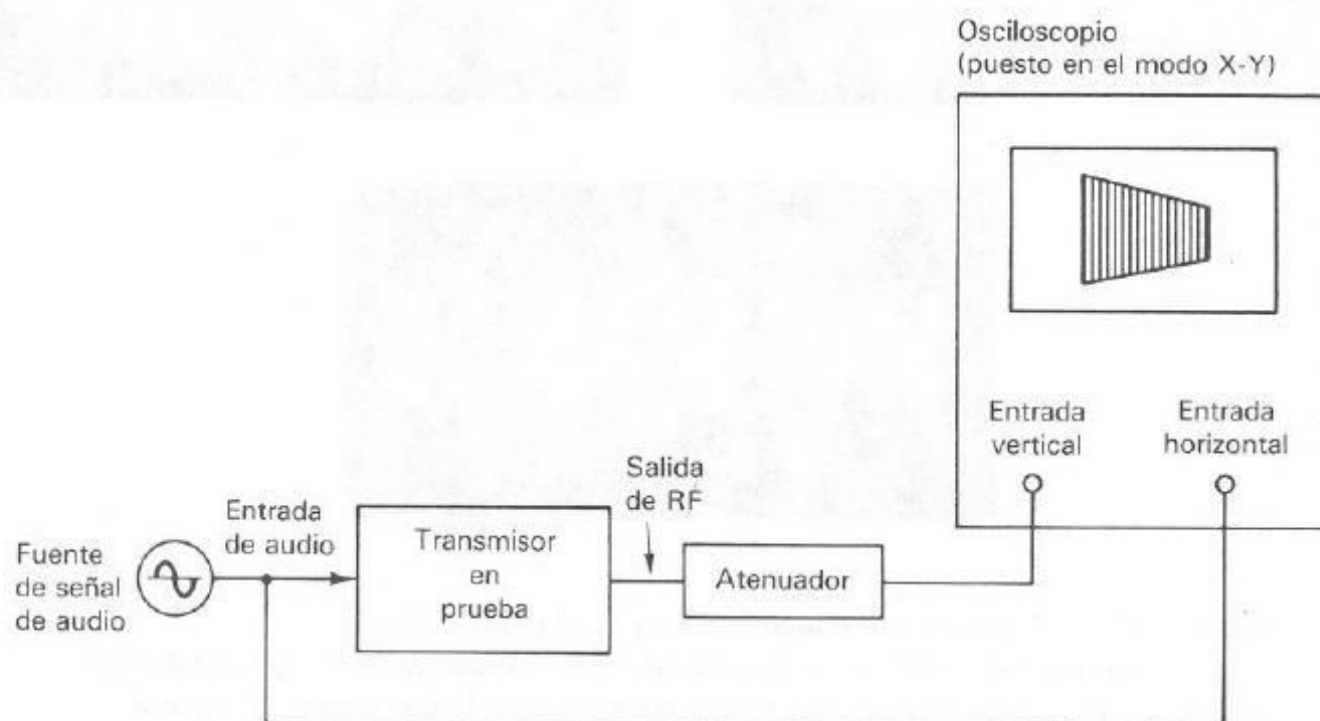


Figura 7-43. Método de observación del comportamiento de un transmisor de banda lateral única.

7-11 OSCILOSCOPIOS ESPECIALES

7-11.1 Osciloscopio de almacenamiento

En el CRT convencional la persistencia del fósforo va desde unos pocos milisegundos hasta varios segundos (véase cuadro 7-1), de tal forma que un evento que ocurre una sola vez desaparece de la pantalla después de un periodo relativamente corto. Un CRT de almacenamiento puede retener la presentación hasta varias horas después que la imagen fue captada por primera vez sobre el fósforo. Esta característica de *retención* es útil cuando se presentan formas de onda de muy baja frecuencia. En el osciloscopio convencional (sin almacenamiento), el inicio de la imagen desaparece antes que ésta termine de captarse.

Los CRT de memoria se clasifican en tubos biestables y de medio tono. El tubo biestable puede almacenar o no un evento y produce un solo nivel de brillantez en la imagen. El tubo de medio tono puede retener una imagen durante diferentes periodos (persistencia variable) y a diferentes niveles de brillantez. En ambos tubos se aplica el fenómeno de la emisión secundaria de electrones para producir y almacenar cargas electrostáticas sobre la superficie de un blanco aislado. La siguiente exposición se aplica a cualquiera de los dos tipos de tubo.

Cuando se bombardea un blanco con un flujo de electrones primario, ocurre una transferencia de energía la cual separa otros electrones de la superficie del blanco en un proceso conocido como *emisión secundaria*. El número de electrones secundarios emitidos desde la superficie del blanco depende de la velocidad de los electrones primarios, la intensidad del haz de electrones, la composición química del blanco y de la condición de su superficie. Estas características se reflejan en la *relación de emisión secundaria*, definida como la relación de la corriente de emisión secundaria a la corriente del haz primario, o

$$\delta = \frac{I_s}{I_p} \quad (7-29)$$

El circuito experimental simple de la figura 7-44 puede utilizarse para demostrar la forma en que varía la emisión secundaria como función del voltaje del blanco V_b . El cañón de electrones de dicha figura emite un haz enfocado de electrones a alta velocidad igual que un cañón convencional de un CRT. Este haz electrónico se dirige hacia la superficie de un blanco metálico, el cual emitirá electrones secundarios en condiciones favorables. El colector, que rodea al blanco excepto en una pequeña abertura por la cual pasa el haz primario, colecta todos los electrones de la emisión secundaria. Esto constituye la emisión secundaria I_s . El voltaje del blanco se ajusta sobre un amplio rango (desde cero hasta + 3000 V), mientras que el colector se mantiene a pocos volts por encima del blanco mediante la batería V_c .

La energía de bombardeo de un electrón primario se relaciona directamente con la diferencia de potencial entre la fuente de electrones (el cátodo) y el blanco. Cuando el voltaje del blanco es cero, la energía de los electrones de bombardeo es cero y no hay emisión secundaria. Por lo que $\delta = 0$. Cuando el voltaje del blanco se incrementa desde cero, la energía de bombardeo aumenta y se origina alguna emisión secundaria. En consecuencia, se incrementa a partir de cero, como se ve en la curva de emisión

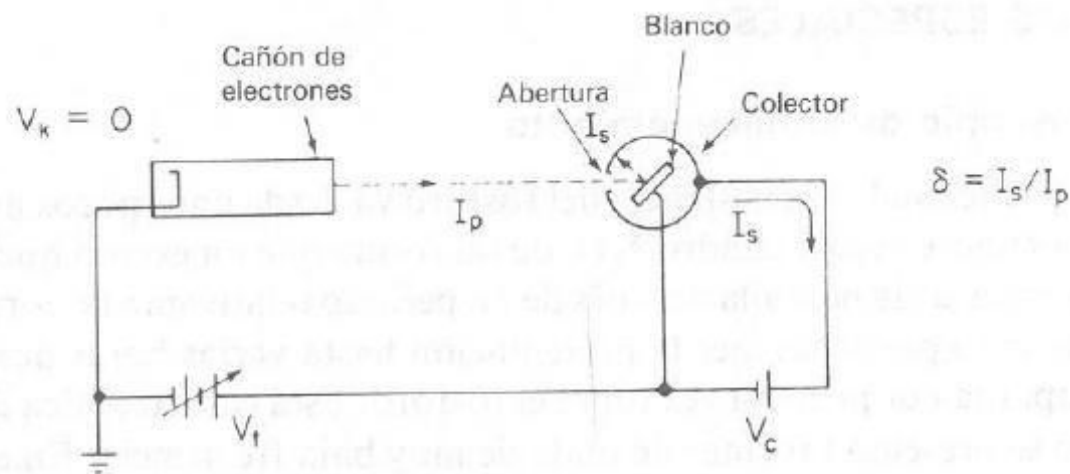


Figura 7-44. Circuito experimental para demostrar emisión secundaria de electrones.

secundaria de la figura 7-45. Para un voltaje positivo del blanco (+ 50 V en la figura 7-45), el número de electrones de emisión secundaria iguala al número de electrones del haz primario, de tal forma que I_s es igual a I_p y $\delta = 1$. Este punto de la curva se conoce como *primer punto de cruce*. Cuando el voltaje del blanco se incrementa por encima de este punto, la relación de emisión secundaria se incrementa también hasta un valor máximo ($\delta = 2$ en la figura 7-45) y luego decrece hasta que de nuevo $I_s = I_p$ y $\delta = 1$. Este punto de la curva es el *segundo punto de cruce*.

La figura 7-46a es una modificación del circuito anterior e ilustra el voltaje de colector fijado a + 200 V. El voltaje del blanco se ajusta sobre un amplio rango, como ya se hizo. El voltaje de colector fijado modifica la relación de emisión secundaria (figura 7-46b). Cuando el voltaje del blanco es mayor que el del colector, los electrones secundarios emitidos desde el blanco entran en el campo retardador del colector y son reflejados al blanco. Por lo que el blanco recoge la corriente total del haz primario I_p y la corriente del colector I_s es cero. Por consiguiente, la relación de emisión secundaria *efectiva*, definida por la ecuación (7-29) como $\delta = I_s / I_p$, es cero, y la curva se modifica como en la figura 7-46b. El otro cambio ocurre cuando el voltaje del blanco es aproximadamente 0 V. Cuando el blanco es negativo, los electrones primarios no pueden alcanzarlo y son deflectados hacia el colector. Aun cuando no haya emisión secundaria, la corriente de colector es igual a la corriente del haz primario, y el blanco tiene una relación de emisión secundaria *aparente o efectiva* de uno.

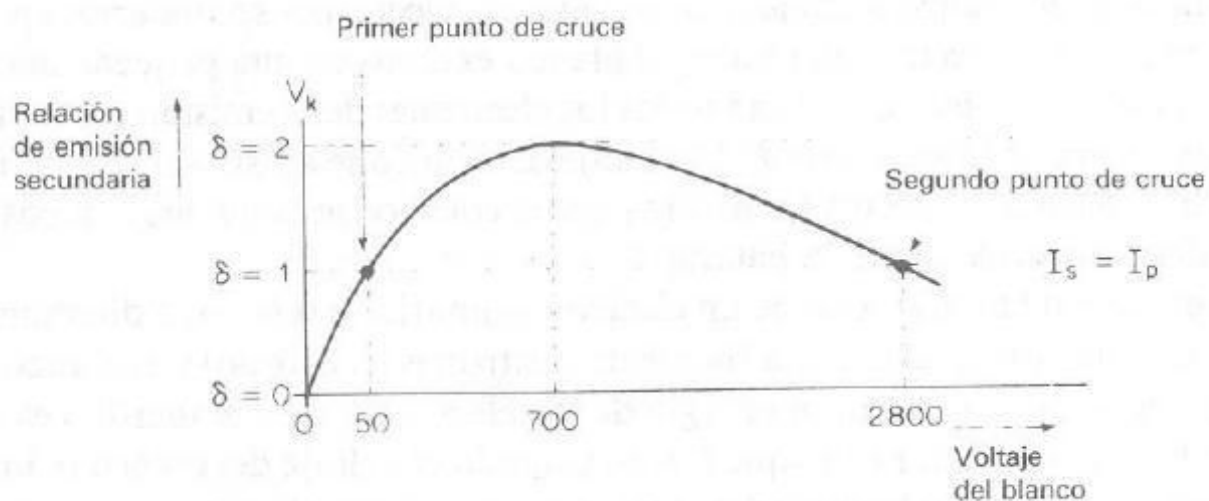


Figura 7-45. Curva típica de emisión secundaria.

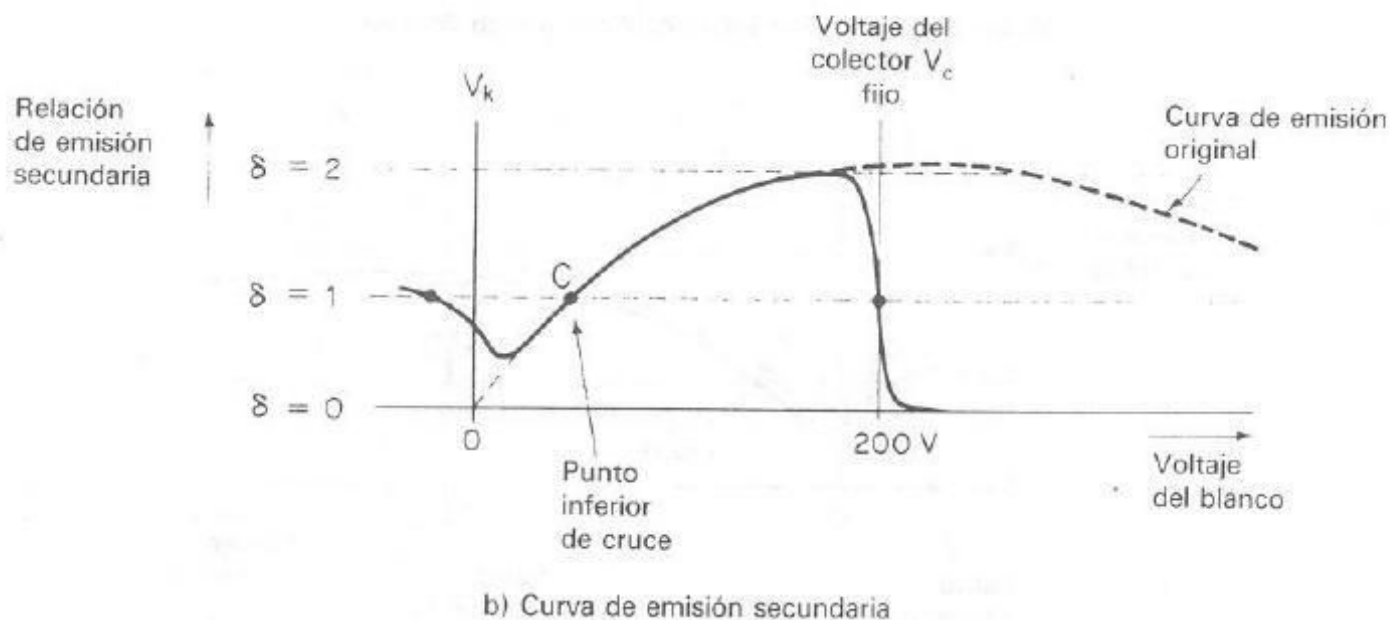
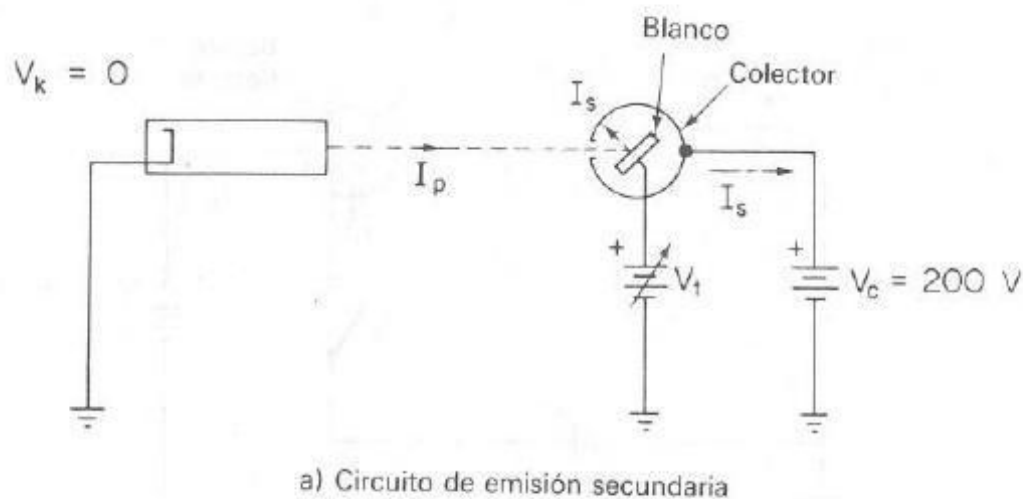
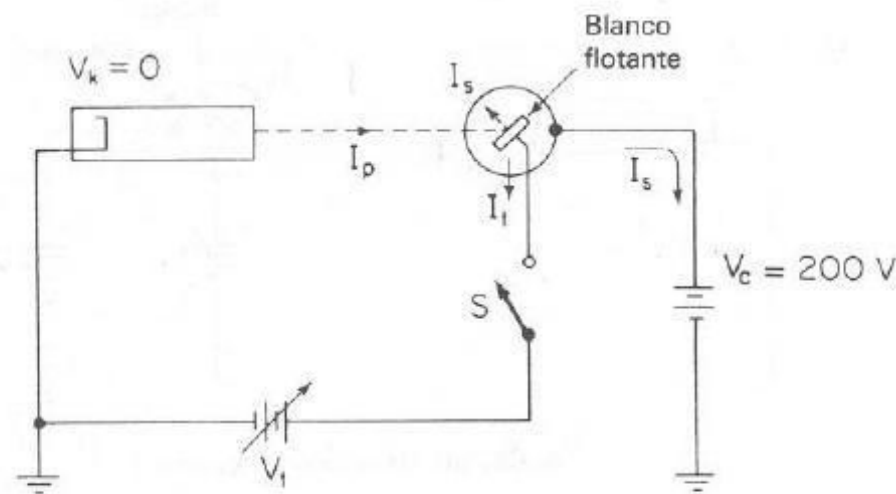


Figura 7-46. Circuito de emisión secundaria con el voltaje de colector fijo.

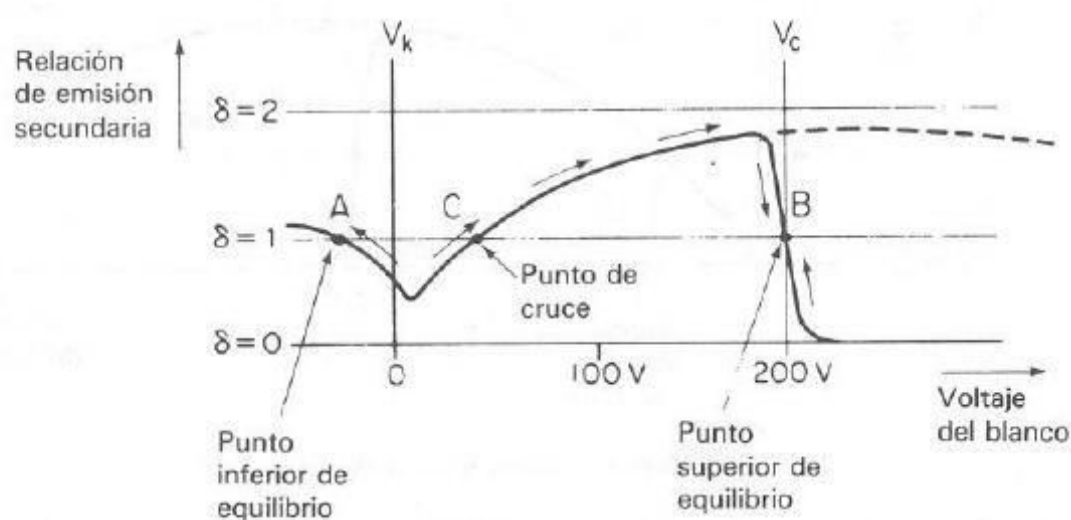
A medida que el voltaje del blanco se incrementa desde el lado negativo y se aproxima a cero, el blanco ya no rechaza el haz primario, con lo cual ocurre el bombardeo al blanco y se tiene una emisión secundaria real, véase la curva modificada de la figura 7-46b.

Una modificación adicional del circuito básico se ilustra en la figura 7-47a. El voltaje de colector se fija de nuevo a +200 V pero el blanco se puede desconectar por medio de un interruptor S, con lo que se tiene el llamado *blanco flotante*. Este CRT con blanco flotante realiza efectos de almacenamiento simples. Obsérvese que la curva de la emisión secundaria para este tubo (figura 7-47b) es semejante a la del circuito anterior.

El interruptor S está inicialmente cerrado y el voltaje del blanco se ajusta en un valor bajo, por ejemplo +20 V. En este punto la relación de emisión secundaria es de 0.5, de manera que la corriente en el circuito colector es la mitad de la corriente del haz primario, o $I_s = \frac{1}{2} I_p$. La otra mitad de la corriente primaria se colecta por el blanco y se devuelve a la batería de éste. Así la corriente del blanco $I_b = \frac{1}{2} I_p$. Cuando se abre el interruptor S la corriente en el blanco se interrumpe y la corriente del haz primario carga al blanco en la dirección negativa. El voltaje del blanco entonces decrece (se hace menos positivo) y la relación de emisión secundaria cambia de acuerdo con la curva de la figura 7-47b, la razón de carga decrece a medida que el voltaje del blanco se aproxima



a) Circuito de emisión secundaria con blanco flotante



b) Curva de emisión secundaria

Figura 7-47. Circuito de emisión secundaria con voltaje del colector fijo y blanco flotante. El voltaje del blanco siempre adopta una de las condiciones de equilibrio A o B.

al punto A en la curva. En este punto, la corriente de emisión secundaria iguala a la corriente del haz primario, y la razón neta de carga es cero. En el punto A el voltaje del blanco es ligeramente negativo, la relación de emisión secundaria es uno y el blanco alcanza una condición de equilibrio. Al punto A se le llama *punto inferior de equilibrio* y se considera que el blanco está en condición de *borrado*.

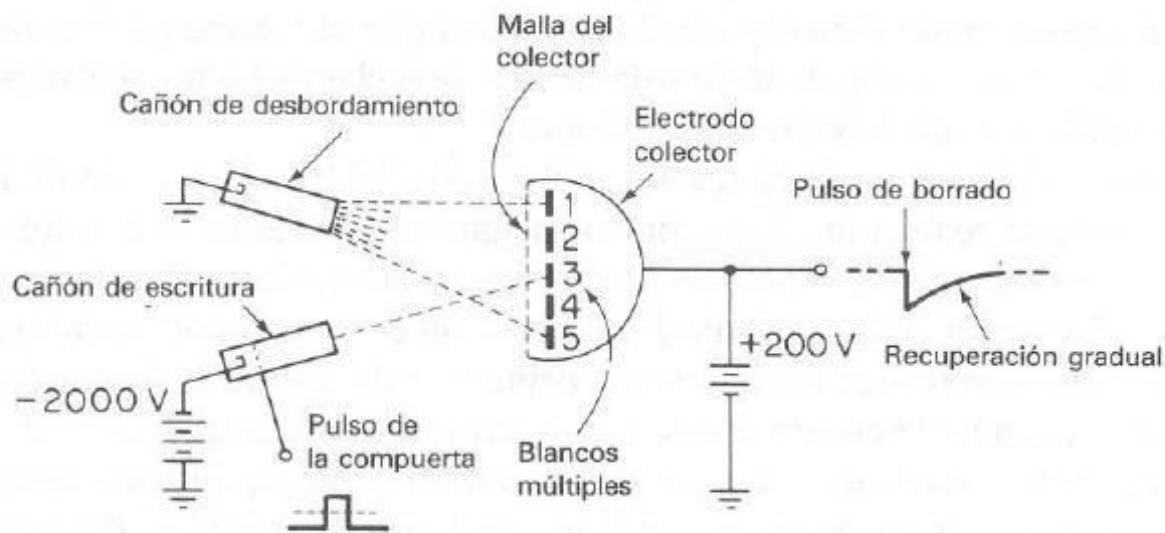
Si el voltaje inicial del blanco está a la derecha del punto de cruce C, por ejemplo + 100 V en la figura 7-47b, la relación de la emisión secundaria es mayor que uno. Esto significa que I_s es mayor que I_p y por consiguiente hay un flujo neto de electrones saliendo de la superficie del blanco. Cuando se abre el interruptor S el blanco continúa emitiendo electrones secundarios de forma que se descarga y llega a ser más positivo. Entonces la relación de la emisión secundaria se mueve a lo largo de la curva hasta el punto B, donde la razón de descarga vuelve a ser cero y el blanco obtiene una condición de equilibrio. En este *punto superior de equilibrio* la relación de la emisión secundaria es uno y se considera que el blanco está en condición de *escritura*.

Mientras el cañón primario esté *encendido* y los electrones bombardean el blanco, éste permanece en un punto de equilibrio ya sea superior o inferior según el voltaje inicial del blanco. El punto de cruce C en la curva sólo es inestable en el sentido de

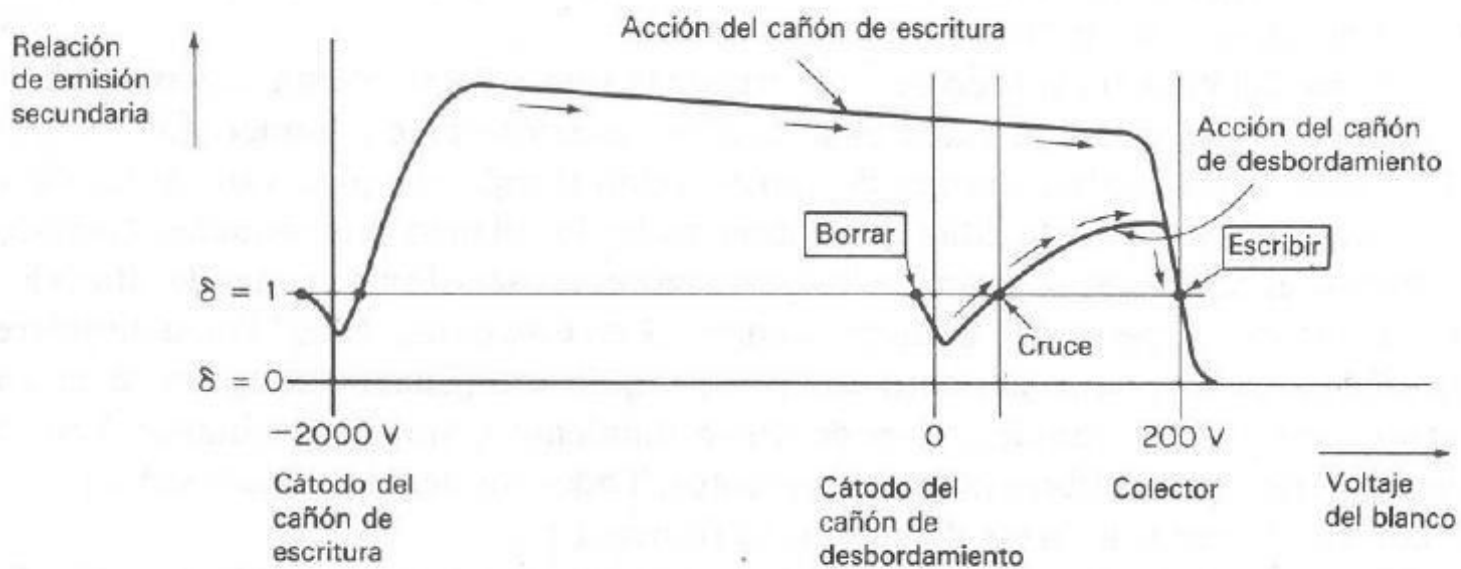
que el voltaje del blanco siempre se moverá hacia arriba al punto *B* o hacia abajo al *A*, según la dirección en que el voltaje del blanco sea desplazado por ruido.

El CRT de la figura 7-47 es un dispositivo de memoria biestable elemental. Su condición se puede determinar midiendo el voltaje del blanco. Si el voltaje del blanco es “alto” el blanco está escribiendo; si es “bajo”, el blanco está borrado, por tanto, el tubo tiene una lectura eléctrica y su condición de almacenamiento no es visible.

En la figura 7-48a se ve el principio del tubo de memoria biestable, el cual escribe, almacena y borra la imagen. Este tubo de almacenamiento difiere del de la figura 7-47a en dos aspectos; tiene un área de blanco múltiple y un segundo cañón de electrones. El segundo cañón de electrones se llama *cañón de desbordamiento* y emite electrones primarios a baja velocidad que “cubren” por completo el área del blanco. La característica distintiva del cañón de desbordamiento es que cubre el blanco durante todo el tiempo y no en una forma intermitente como el cañón de escritura. El cátodo del cañón de desbordamiento está al potencial de tierra, de manera que el voltaje del blanco sigue la curva de emisión secundaria indicada por la figura 7-48b. El punto inferior de equilibrio del blanco está a unos cuantos volts más negativo que el cátodo



a) Tubo de almacenamiento con blancos múltiples y dos cañones de electrones



b) Emisión secundaria

Figura 7-48. CRT de almacenamiento con blancos múltiples y dos cañones de electrones.

del cañón de desbordamiento y el punto superior de equilibrio a $+ 200 \text{ V}$, que el voltaje del colector. Sin embargo, el cátodo del cañón de escritura está a $- 2\,000 \text{ V}$ y su curva de emisión secundaria se superpone a la del cañón de desbordamiento. El efecto combinado de los dos cañones es la suma de los efectos individuales de cada haz de electrones.

El cañón de desbordamiento permanece encendido todo el tiempo. Considérese que el blanco está en el punto inferior de equilibrio: condición de borrado. Cuando se enciende el cañón de escritura, los electrones primarios llegan al blanco con un potencial de $2\,000 \text{ V}$, lo que causa una alta emisión secundaria desde el blanco. El voltaje del blanco deja el punto inferior de equilibrio y empieza a incrementarse. Los electrones del cañón de desbordamiento tratan de mantener el blanco en su condición de equilibrio y se oponen al incremento del voltaje. Si el cañón de escritura está encendido el tiempo suficiente para que el blanco pase el punto de cruce, los electrones del cañón de desbordamiento ayudan a los del cañón de escritura y conducen el blanco hacia el punto superior de equilibrio, de tal forma que el blanco escribe. Aun cuando el cañón de escritura se apague, el blanco permanece en su condición superior de equilibrio debido a los electrones del cañón de desbordamiento, con lo que se *almacena* de esta manera la información entregada por el cañón de escritura. Cuando el cañón de escritura no se enciende el tiempo suficiente para que el blanco pase el punto de cruce, los electrones del cañón de desbordamiento devuelven el blanco a su posición inferior de equilibrio y no hay almacenamiento.

El borrado del blanco significa restaurar el voltaje del blanco a su punto inferior de equilibrio. Esto se realiza mediante pulsos negativos aplicados al colector, de tal forma que momentáneamente repele los electrones de la emisión secundaria y los refleja al blanco. Esto reduce la corriente I_s y la relación de emisión secundaria cae por abajo de uno. El blanco recoge los electrones primarios del cañón de desbordamiento (recuérdese que el cañón de escritura está apagado) y se carga negativamente. El voltaje del blanco decrece hasta que alcanza el punto inferior de equilibrio donde termina el proceso de carga, y queda en la condición de borrado. Después del borrado el colector debe volver a su voltaje positivo original ($+ 200 \text{ V}$ en este caso) y el pulso de borrado también debe regresar a cero. Como se indica en la figura 7-48a, esto ocurre de manera gradual, con lo que el blanco no rebasa accidentalmente el punto de cruce y no escribe de nuevo.

El área del blanco del tubo de memoria de la figura 7-48a consta de varios blancos metálicos pequeños individuales separados eléctricamente y numerados del 1 al 5. El cañón de desbordamiento es de construcción simple, sin placas de deflexión y emite electrones a baja velocidad que cubren todos los blancos individuales. Cuando se enciende el cañón de escritura, se dirige un haz enfocado de electrones de alta velocidad a uno de los pequeños blancos (número 3 en este caso). Este blanco adquiere carga positiva y escribe en su punto superior de equilibrio. Cuando se apaga de nuevo el cañón de escritura, los electrones de desbordamiento mantienen el blanco 3 en su punto superior de equilibrio (almacenamiento). Todos los demás blancos se han conservado en su punto inferior de equilibrio (borrado).

El último paso para el desarrollo del tubo de almacenamiento de observación directa biestable consiste en reemplazar los blancos metálicos individuales con una sola hoja dieléctrica como en el tubo de la figura 7-49. Esta hoja dieléctrica de almacena-

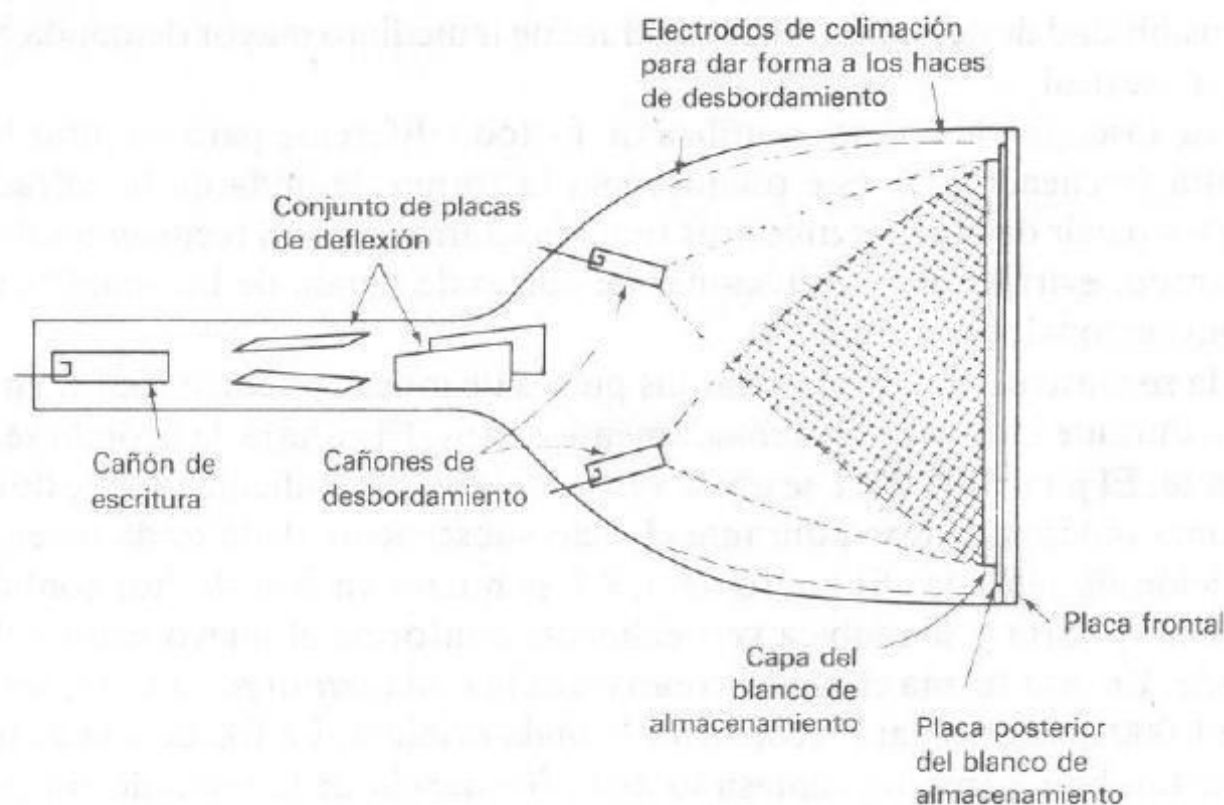


Figura 7-49. Esquema de un tubo de almacenamiento biestable. (Cortesía de Tektronix, Inc.)

miento consiste de una capa de fósforo diseminado que puede tener cualquier parte de su superficie escrita y conservarla positiva, o borrada y mantenerla negativa sin que se afecten las áreas adyacentes. Esta hoja dieléctrica se deposita sobre una placa de vidrio con cubierta conductiva. La cubierta conductiva, o *placa posterior del blanco de almacenamiento*, es el colector de los electrones de la emisión secundaria. Además del cañón de escritura y su conjunto de placas de deflexión, este CRT de almacenamiento tiene dos cañones de desbordamiento y un conjunto de electrodos colimadores que forman una lente de electrón que distribuye los electrones uniformemente sobre la superficie completa del blanco de almacenamiento.

Después que el cañón de escritura forma una imagen de carga sobre el blanco de almacenamiento, los cañones de desbordamiento almacenan la imagen. Las partes escritas del blanco se bombardean con los electrones de desbordamiento, los cuales transfieren energía a la capa de fósforo en forma de luz visible. Este patrón de luz se puede ver a través de la placa de vidrio. Ya que las áreas del blanco de almacenamiento son positivas o negativas, la luz producida por los electrones de desbordamiento tendrá mucha o poca brillantez, es decir, no hay escala de grises.

7-11.2 Osciloscopio de muestreo

Cuando la frecuencia de la señal de deflexión vertical se incrementa, la velocidad de escritura del haz de electrones también se incrementa. El resultado inmediato de esta alta velocidad es reducción en la intensidad de la imagen sobre la pantalla del CRT. Para obtener suficiente brillantez, el haz de electrones se debe acelerar a una velocidad mayor, de modo que también aumente la energía cinética y esté disponible para transferirla a la pantalla y conservar la brillantez de la imagen. La velocidad del haz de electrones se incrementa con facilidad elevando el voltaje de los ánodos de aceleración. Un haz con mayor velocidad también necesita un potencial de deflexión más alto para mante-

ner la sensibilidad de deflexión. Esto produce de inmediato mayor demanda en el amplificador vertical.

El osciloscopio de *muestreo* utiliza un método diferente para mejorar la operación a alta frecuencia. En este osciloscopio la forma de onda de la entrada se reconstruye a partir de muchas muestras tomadas durante ciclos recurrentes de la onda de la entrada, evitando las limitaciones de ancho de banda de los amplificadores y CRT convencionales (figura 7-50).

En la reconstrucción de la onda, los pulsos de muestreo encienden el circuito de muestreo durante intervalos extremadamente cortos. El voltaje de la onda se mide en ese instante. El punto del CRT se ubica vertical al correspondiente voltaje de entrada. La próxima muestra se toma durante el ciclo subsecuente de la onda de entrada en una posición desplazada. El punto del CRT se mueve en sentido horizontal en una distancia muy corta y se reubica verticalmente conforme al nuevo valor del voltaje de entrada. En esta forma el osciloscopio traza la onda *punto por punto*, empleando cerca de 1 000 muestras para reconstruir la onda original. La frecuencia de muestreo puede ser tan baja como un centésimo de la frecuencia de la señal de entrada. Si la señal de entrada tiene una frecuencia de 1 000 MHz, el ancho de banda requerido del amplificador sería de 10 MHz, una cantidad muy razonable.

Un diagrama de bloques simplificado del circuito de muestreo se presenta en la figura 7-51. La onda de la entrada, la cual debe ser repetitiva, se aplica a la compuerta de muestreo. Los pulsos de muestreo polarizan momentáneamente los diodos de la compuerta de muestreo balanceada en dirección positiva, con lo que se conecta la capacitancia de entrada de la compuerta al punto de prueba. Estas capacitancias se cargan hacia el nivel de voltaje del circuito de entrada. El voltaje del capacitor se amplifica por medio del amplificador vertical y se aplica a las placas del amplificador vertical. Ya que el muestreo se debe sincronizar con la frecuencia de la señal de entrada, la señal se retrasa en el amplificador vertical, esto permite que el disparo del barrido se realice por medio de la señal de entrada. Cuando se recibe un pulso de disparo, el oscilador de bloqueo de avalancha (llamado así porque utiliza transistores de avalancha) inicia un voltaje de rampa lineal, que se aplica a un comparador de voltaje. Este compara la rampa de voltaje con el voltaje de salida de un generador tipo escalera. Cuando los dos voltajes son iguales en amplitud, el generador avanza un paso y se aplica simultáneamente un pulso de muestreo a la compuerta de muestreo. En este momento se toma una muestra del voltaje de entrada, se amplifica y se aplica a las placas de deflexión vertical.

El barrido horizontal en tiempo real se presenta en la figura 7-50 e indica la razón de deflexión horizontal del haz. Nótese que el desplazamiento horizontal del haz está

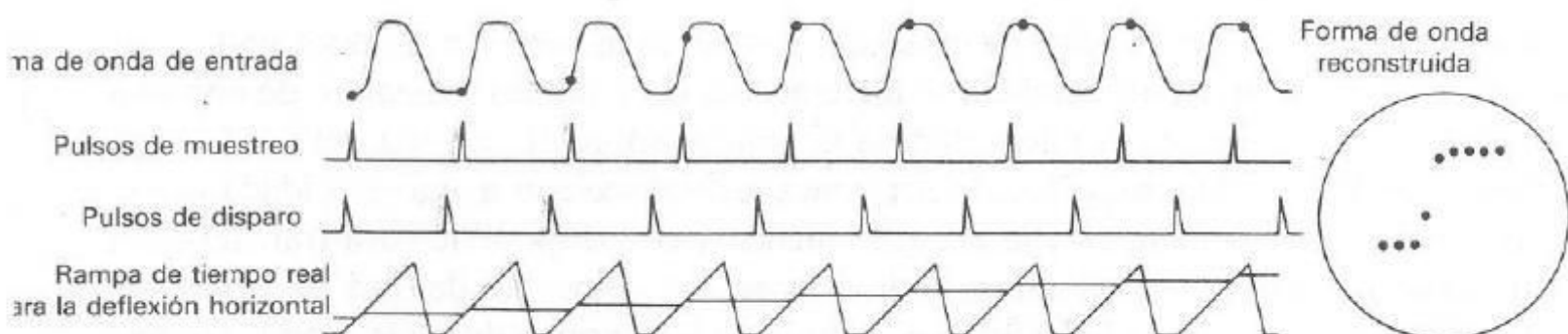


Figura 7-50. Formas de onda correspondientes a la operación del osciloscopio de muestreo.

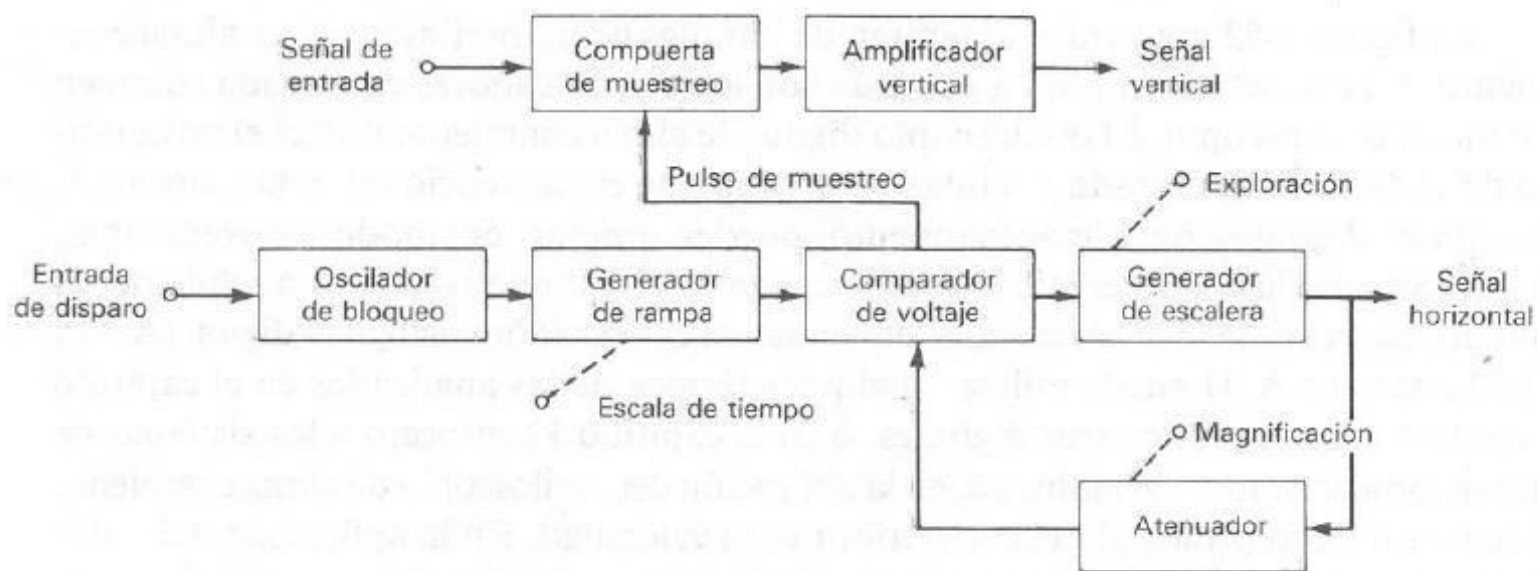


Figura 7-51. Diagrama de bloques simplificado del circuito de muestreo.
(Cortesía de Hewlett-Packard Company.)

sincronizado con los pulsos de disparo, los que también determinan el momento del muestreo. El tamaño de los pasos del generador de escalera determina la resolución de la imagen final sobre la pantalla del CRT. Entre mayores sean, mayor será la distancia horizontal entre los puntos del CRT que reconstruyen el trazo.

7-11.3 Osciloscopios digitales de almacenamiento

El tubo de rayos catódicos presenta varias desventajas. Primero, tiene un tiempo finito para que el tubo de almacenamiento pueda conservar la onda almacenada, la cual termina por perderse. La potencia para el tubo de almacenamiento debe estar presente tanto tiempo como la imagen sea almacenada. Segundo, el trazo de un tubo de almacenamiento generalmente no es tan fino como el de un tubo de rayos catódicos normal, así que el trazo almacenado no es tan delgado como el trazo del osciloscopio convencional. Tercero, la razón de escritura del tubo de almacenamiento es menor que la del tubo de rayos catódicos convencional, lo cual limita la velocidad del osciloscopio de almacenamiento. Cuarto, el tubo de rayos catódicos de almacenamiento es considerablemente más costoso que un tubo convencional y requiere fuentes adicionales de alimentación. Por último, sólo se puede almacenar una imagen. Si se deben comparar dos trazos, hay que superponerlos en la misma pantalla y presentarlos juntos.

Un mejor método de almacenamiento de trazos es el osciloscopio digital de almacenamiento. Con esta técnica, la onda que debe almacenarse se digitaliza, se almacena en una memoria digital y se recupera para exhibirla en el osciloscopio de memoria. La onda almacenada se despliega continuamente mediante un barrido repetitivo de la onda almacenada y, por lo tanto, se puede utilizar el tubo de un osciloscopio convencional para la presentación. El costo reducido del CRT convencional comparado con el del tubo del osciloscopio de almacenamiento puede compensar algo del costo de la circuitería adicional para la digitalización y almacenamiento de la onda de entrada. La imagen almacenada se puede presentar indefinidamente tanto tiempo como la memoria se encuentre energizada y para esto basta una pequeña batería. La forma de la onda digitalizada se puede analizar aún más, ya sea con el osciloscopio o cargando el contenido de la memoria a una computadora.

La figura 7-52 muestra el diagrama de bloques de un osciloscopio de almacenamiento. La entrada se amplifica y atenúa con los amplificadores de entrada como en cualquier osciloscopio. El osciloscopio digital de almacenamiento utiliza el mismo tipo de circuitería de entrada y puntas de prueba que el convencional, y muchos osciloscopios digitales de almacenamiento pueden operar en modo convencional, desconectando las características de almacenamiento y digitalización. La salida de los amplificadores de la señal de entrada alimentan un convertidor analógico/digital (A/D). El convertidor A/D puede utilizar cualquier técnica de las analizadas en el capítulo 6 relativa con los voltímetros digitales, o en el capítulo 12 respecto a los sistemas de adquisición de datos. Sin embargo, en la aplicación del osciloscopio de almacenamiento el requerimiento principal del convertidor es la velocidad. En la aplicación del voltímetro digital, los requerimientos principales del convertidor fueron exactitud y resolución, mientras que la velocidad fue un factor secundario, ya que sólo se digitalizaron datos de variación lenta. Además, en el osciloscopio basta que la salida digitalizada esté en forma binaria y no en BCD, lo que sería deseable para la visualización en dígitos en el panel del voltímetro digital.

En una aplicación del osciloscopio, la resolución para la conversión A/D es de 8 o 9 bits, lo que divide la onda de la entrada en 256 partes para la conversión con 8 bits y en 512 partes para la conversión con 9 bits. Cualquier clase de conversión

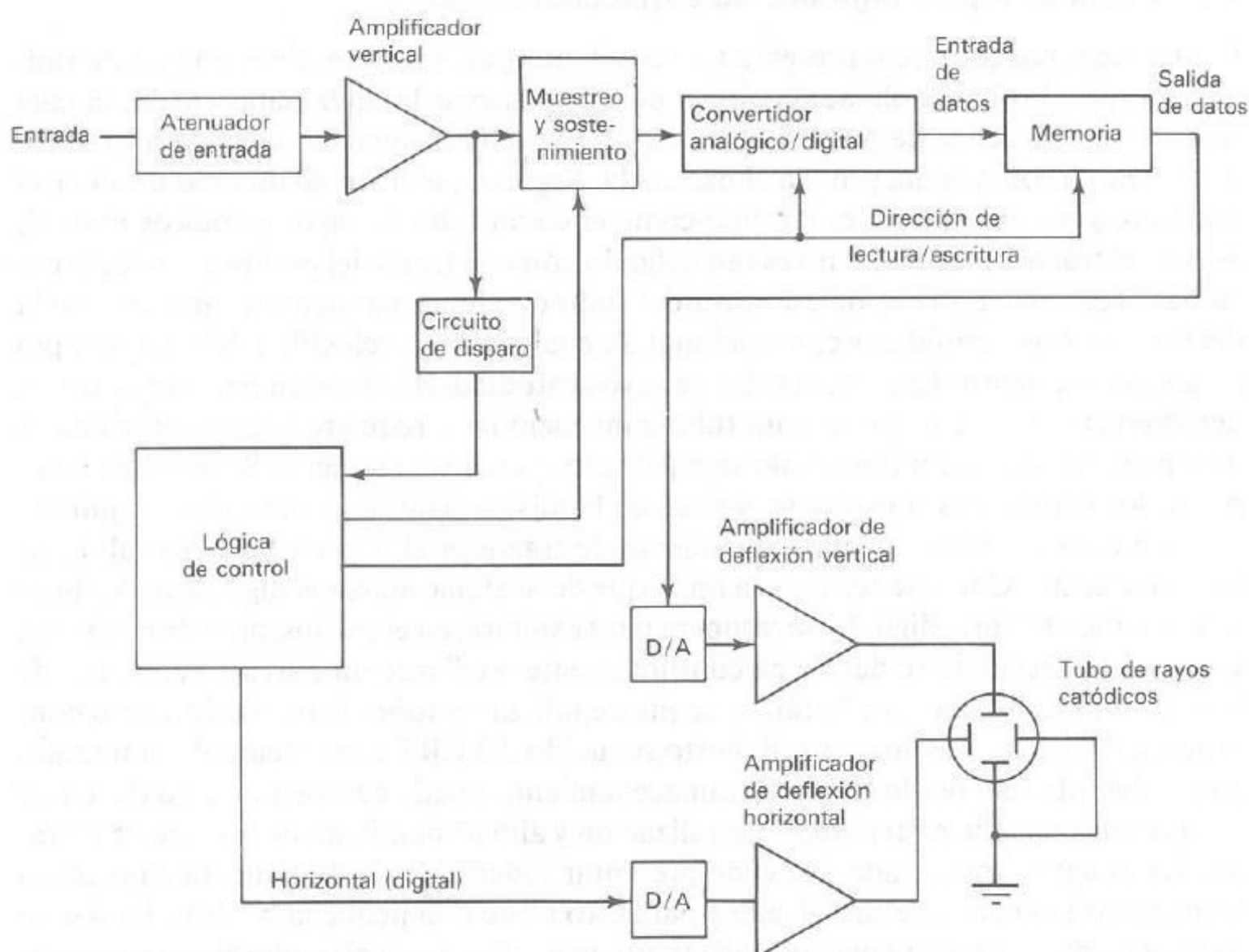


Figura 7-52. Diagrama de bloques de un osciloscopio digital de almacenamiento.

con integración o rampa es demasiado lenta para utilizarla en el osciloscopio digitalizado. El convertidor tipo de aproximaciones sucesivas es un método bastante útil pero está restringido a osciloscopios de bajas frecuencias. La exposición sobre el convertidor A/D de aproximaciones sucesivas se encuentra en el capítulo 12, ya que este método se utiliza con más frecuencia en los sistemas de adquisición de datos. Otro tipo de convertidor A/D conocido por su gran velocidad se llama convertidor *flash* y se encuentra a menudo en osciloscopios digitalizados. Este convertidor requiere demasiada circuitería para un convertidor con resolución fina; rara vez se emplea cuando se requiere la exactitud y resolución como en los voltímetros digitales. La característica distintiva del convertidor *flash* es su gran velocidad. También existen convertidores A/D que utilizan una combinación de las técnicas del *flash* y del de aproximaciones sucesivas teniendo aplicaciones en los osciloscopios digitales.

Antes de explicar los métodos de los convertidores A/D adecuados para las aplicaciones de los osciloscopios digitalizados, se planteará una idea para los requerimientos de velocidad. Con este fin se debe investigar la naturaleza de la exhibición que se desea. Una conversión A/D de 8 bits proporciona una presentación bastante útil, como la mayoría de los osciloscopios convencionales no son capaces de resolver señales en más de una parte en 256, o alrededor del 0.4 por ciento. Un osciloscopio se utiliza para investigar las características de la onda y no con el fin de realizar mediciones de precisión. Si la pantalla del osciloscopio fuera cuadrada, es decir, la dimensión física real de la pantalla, entonces la pantalla sería dividida en 256 muestras tanto en sentido vertical como horizontal. Esto significa que se digitaliza la exhibición 256 veces por cada presentación y la resolución de la digitalización es de 8 bits, o una parte de 256.

La velocidad de la conversión A/D es fácil de establecer; por ejemplo, si el osciloscopio debe presentar $100\ \mu\text{s}$ para un trazo completo, el cual es de $10\ \mu\text{s}$ por división, se requerirían 256 conversiones para los $100\ \mu\text{s}$. Esto requiere una conversión completa cada 390 ns.

Para el caso de un convertidor A/D de aproximaciones sucesivas de 8 bits se requieren N o $N + 1$ (8 o 9) pulsos de reloj para cada conversión y, por lo tanto, el reloj debe ser de 21 o 23 MHz. Aunque el convertidor de aproximaciones sucesivas que alcanza esta velocidad de conversión se encuentra en el dominio de la tecnología convencional, la presentación de $10\ \mu\text{s}$ por división resultante no representa un osciloscopio rápido y tendría aplicaciones limitadas.

Esta derivación de la velocidad requerida para la conversión A/D para un osciloscopio de almacenamiento supone que cada punto muestra del trazo exhibido se digitalizó consecutivamente. Tan rápido como el convertidor A/D pueda realizar la conversión, se accesa la memoria, se introduce el valor digitalizado, y se realiza la siguiente conversión. Esto es necesario si la onda ocurre sólo una vez; si es repetitiva, se realiza parte de la conversión en cada periodo de la onda de entrada. Como ejemplo, supóngase que hay que presentar el mismo tiempo de $100\ \mu\text{s}$ en el osciloscopio. En lugar de las 256 conversiones hechas en 390 ns por conversión como en el ejemplo anterior, se efectúa una conversión cada $3.12\ \mu\text{s}$. De las 256 conversiones necesarias, sólo se convierte una de cada ocho, lo que significa que el proceso se debe repetir siete veces más para cubrir las conversiones faltantes. Debido a que la onda es repetitiva, estará disponible la onda de entrada para realizar conversiones adicionales.

Es necesario que la entrada al convertidor A/D no cambie durante la conversión. Como no hay garantías en la señal de entrada, ésta se muestrea y el valor de la entrada en un punto determinado en el tiempo se almacena como una carga en un capacitor. Esto asegura que la entrada al convertidor sea constante durante el tiempo de conversión.

Para el ejemplo donde se digitaliza cada ocho muestras, el método obvio para realizar la conversión A/D sería iniciar con la muestra número 1, luego la 9, la 17, 25, 33, etcétera. Después de la primer pasada de la onda, el siguiente paso convertiría los intervalos de 2, 10, 18, etcétera. Existen 256 intervalos en este ejemplo y la conversión A/D continúa hasta convertir los 256 intervalos. Esta conversión duraría por un periodo de ocho ciclos de la onda de la entrada. No es necesario tomar múltiplos de ocho para la muestra, ésta puede efectuarse cada segunda, tercera, cuarta, décima, onceava, etcétera. Se presentan algunos efectos indeseables cuando se realiza la digitalización en esta forma. Ya que onda y digitalización son periódicas, puede haber una interacción indeseable entre la velocidad de digitalización y el periodo de la señal. Esto se conoce como *pulsante*. Para reducir este efecto, se utiliza un muestreo aleatorio con el fin de suavizar el trazo exhibido y eliminar el efecto pulsante. Los intervalos de muestreo pueden ser de naturaleza aleatoria, tal como 1, 10, 13, 20, etcétera, en la primer pasada. En la segunda podrían ser 5, 11, 15, 26, etcétera. La digitalización no tiene una regularidad para esto y no existe pulsación.

Debe estar claro que el muestreo aleatorio y el repetitivo funcionan con una onda instantánea tal como algún transitorio. Estos hechos instantáneos son una aplicación importante de los osciloscopios digitales de almacenamiento, sea de almacenamiento digital o un tipo menos moderno donde el trazo se almacena en un tubo especial de osciloscopio. Un osciloscopio de almacenamiento también es muy útil para circunstancias repetitivas cuando éste es muy lento y la persistencia del tubo del osciloscopio es insuficiente para permitir una observación fácil, o donde se requiere continuar el procesamiento de la señal; tal como obtener el promedio, mantener algún pico o en el análisis de espectro.

Las restricciones de frecuencia aplicadas a un sistema de muestreo siguen la regla de Nyquist, la cual establece que si se muestrea una onda limitada en ancho de banda a una velocidad de al menos dos veces el ancho de banda de la onda, se puede reconstruir con exactitud la onda muestreada. Por ejemplo, una señal con una componente de frecuencia espectral máxima de 100 kHz, se puede muestrear a una razón de 200 kHz y reconstruir por completo. Esta regla no se aplica a los osciloscopios digitales de almacenamiento. Es verdad que la onda se reconstruye en los límites del ancho de banda establecidos por la relación de Nyquist, pero la apariencia visual de la onda no proporciona una visualización satisfactoria. La práctica de un sobremuestreo, esto es, proporcionando más muestras que las requeridas es práctica universal.

Se utilice el muestreo repetitivo o no, un convertidor A/D rápido es parte importante del osciloscopio digital de almacenamiento. Quizá la tecnología de conversión A/D más rápida que puede aplicarse a los osciloscopios digitalizados es la del convertidor *flash*. La figura 7-53 muestra el diagrama de bloques de este convertidor. La señal de entrada se aplica a una cadena de comparadores donde una entrada de cada comparador se conecta a un voltaje de referencia que representa uno de los niveles posibles de cuantización. Para una conversión de 8 bits existen 255 niveles diferentes

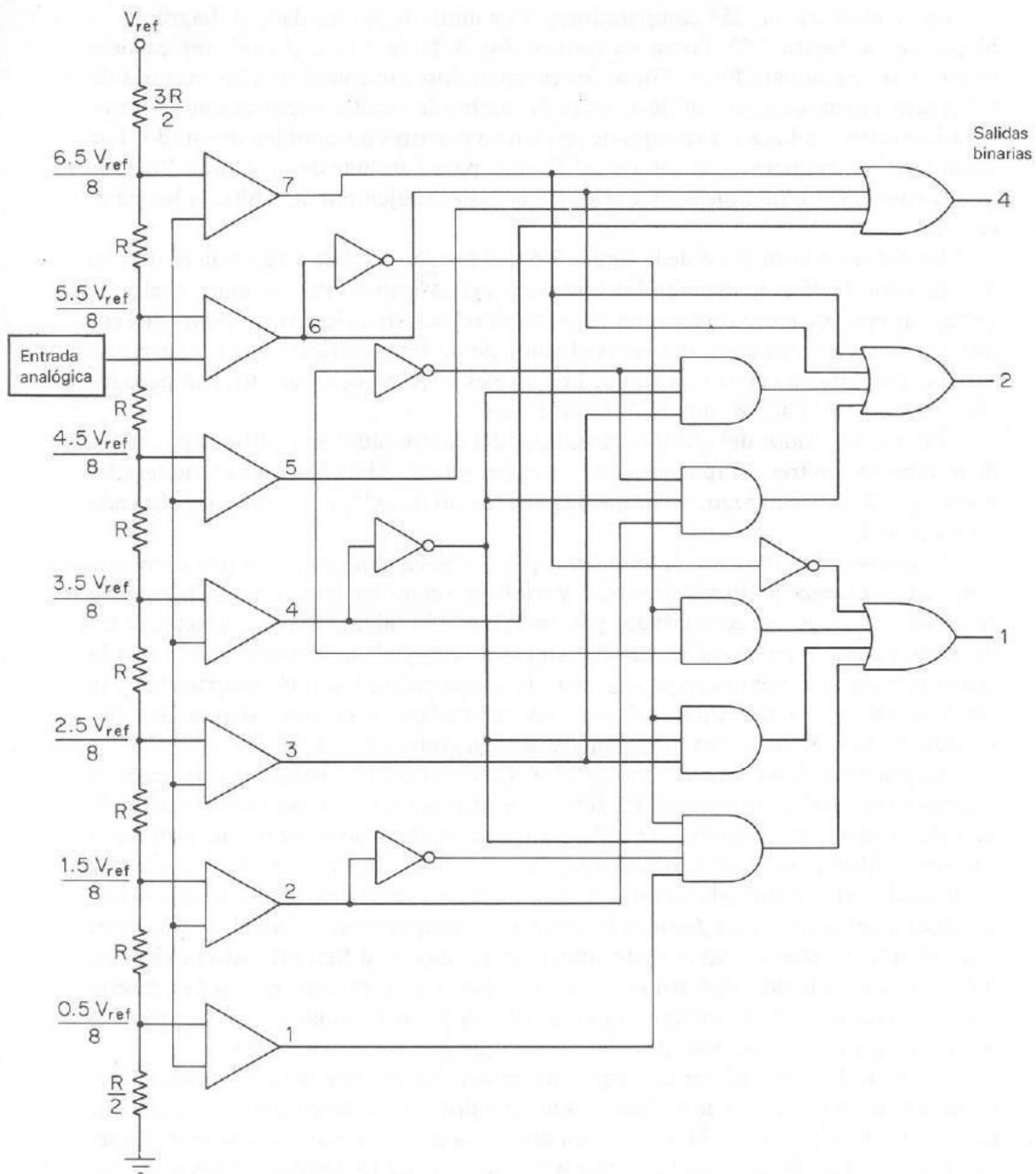


Figura 7-53. Convertidor *flash* de tres bits.

y, como consecuencia, 255 comparadores. Por motivos de claridad, el diagrama de bloques en la figura 7-53 ilustra un convertidor A/D de 3 bits, el cual emplea siete niveles y siete comparadores. Todos los comparadores se conectan a los voltajes de referencia a menos que el voltaje de entrada cambie de estado, mientras que los comparadores conectados a los voltajes de referencia mayores no cambien de estado. Las salidas de los comparadores son decodificadas para cambiar de un estado “mayor que/menor que” a un número binario. En el caso del ejemplo de 3 bits, la lógica es sencilla.

En el convertidor *flash* de la figura 7-53, el primer nivel de referencia es $(0.5/8)V_{ref}$. El valor $V_{ref}/8$ es la magnitud del bit menos significativo. Por lo tanto, cualquier voltaje de entrada entre cero y un medio del bit menos significativo se cuantifica como cero. Los valores entre 0.5 veces el valor de un bit significativo y 1.5 veces ese valor se cuantifican como 1, etcétera. Los niveles de referencia para los comparadores son $(N + 0.5)V_{ref}/8$, donde N es un entero.

En el convertidor del ejemplo las salidas del comparador se codifican en un número binario con tres compuertas OR. En el ejemplo de 3 bits la lógica es moderadamente sencilla; sin embargo, la complejidad de los circuitos lógicos se duplica por cada bit adicional.

El convertidor *flash* es rápido (de lo que se deriva el nombre, ya que convierte “como una ráfaga”). No requiere reloj y conforme cambian los niveles de la entrada cambian las salidas del comparador y proporcionan la salida binaria correcta. El retardo de tiempo a partir de un cambio en la entrada y el subsecuente cambio en la salida binaria es el tiempo requerido para la propagación hacia el comparador y la lógica de decodificación. La tecnología convencional puede producir tiempos de conversión de 20 a 50 ns o aún más rápidos para la conversión de 8 bits.

La principal desventaja del convertidor *flash* es el gran número de comparadores y compuertas lógicas utilizadas. El divisor de resistencias se construye de resistores de valores idénticos, y aunque se utiliza un gran número de resistencias, esta parte del convertidor no suele ser una dificultad. La tecnología LSI puede integrar la lógica de decodificación requerida en un solo circuito integrado o dos. La parte más difícil del diseño del convertidor *flash* es la cadena de comparadores. Debido a que éstos son circuitos lineales en un circuito lineal tan rápido, es difícil utilizar circuitos de baja potencia. Cuando se consideran 255 comparadores, el calor que generan sería excesivo para un circuito integrado monolítico. A pesar de todas las dificultades, se producen convertidores *flash* de 8 bits utilizando tecnologías híbridas.

Un método para reducir los requerimientos del hardware del convertidor *flash* manteniendo la velocidad de la técnica es utilizar dos convertidores *flash* para realizar la conversión. La figura 7-54 muestra un diagrama de bloques de esta técnica. La señal de entrada se divide entre un factor para este caso de 16 después de pasar por un amplificador de aislamiento y un circuito de muestreo y mantenimiento en este ejemplo. Un convertidor flash de 4 bits se utiliza para convertir la señal atenuada. Ya que la señal se atenúa por un factor de 16, el valor de cada bit en la conversión se multiplica por 2^4 . Por lo tanto, el bit menos significativo de la conversión de 4 bits de la señal atenuada tiene un peso de 16 basado en un valor a escala completa de 255/256 veces el voltaje de entrada a escala completa. El segundo bit menos significativo tiene un peso de 32, el tercero y el cuarto bits tienen un peso de 64 y 128. La conversión determina el esta-

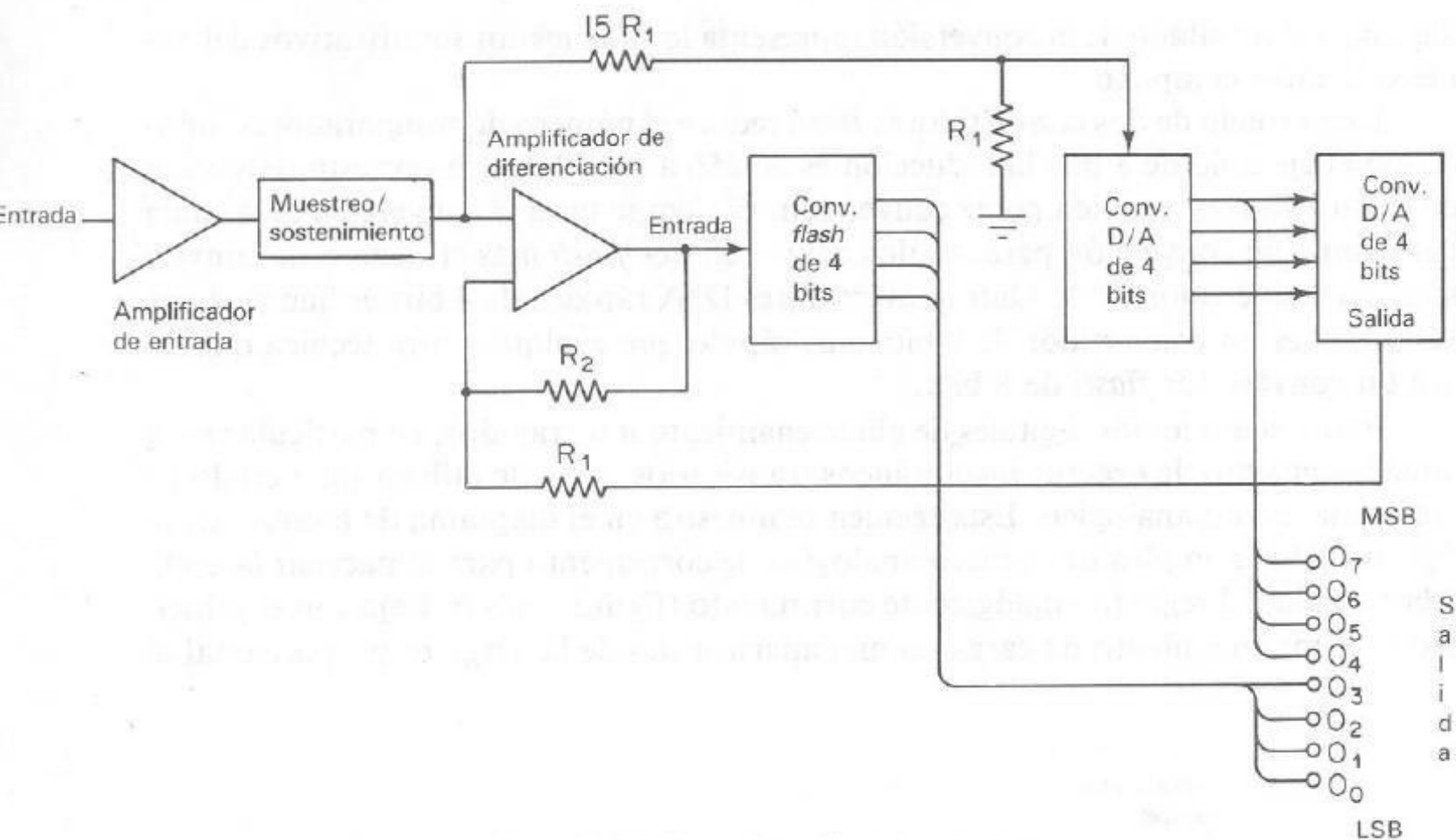


Figura 7-54. Convertidor *flash* de ocho bits.

do de los bits de peso 16, 32, 64 y 128 del número binario completo. El resultado de la conversión se alimenta a un convertidor D/A, el cual proporciona una salida sustraída a partir de la entrada. El resultado de la sustracción es el valor de entrada menos el peso de 16, 32, 64 y 128 bits más significativos. La diferencia consiste de los bits menos significativos, ya que los más significativos se han restado de la señal de entrada. La diferencia se convierte con un segundo convertidor *flash* sin atenuación

EJEMPLO 7-2

Si un osciloscopio digitalizado debe tener una resolución de 6 bits en los ejes horizontal y vertical, y presenta transitorios a una velocidad de $1 \mu\text{s}$ por división para una pantalla de 10 divisiones, ¿qué velocidad se requiere del convertidor A/D de entrada?

SOLUCION Una resolución de 6 bits necesita una conversión de 1 parte en 64. Ya que el ejemplo especifica que el osciloscopio digitalizado presenta transitorios, hay que realizar conversiones continuamente sobre un periodo de varios ciclos. El tiempo total para un trazo es $10 \mu\text{s}$ ya que el osciloscopio presenta $1 \mu\text{s}$ por división para 10 divisiones. Por lo tanto, se requieren 64 conversiones A/D en $10 \mu\text{s}$ para 155 ns por cada conversión. Si se utiliza un convertidor de aproximaciones sucesivas, se requieren seis o siete pulsos de reloj para una conversión que permita 22 ns por pulso de reloj, o una frecuencia de reloj de 45 MHz . Esto representa un convertidor A/D de aproximaciones sucesivas de muy alto rendimiento. Por otro lado, no se requiere más de 6 bits prácticamente para un convertidor *flash* o un convertidor *flash* doble, como ya se describió.

alguna, y el resultado de la conversión representa los bits menos significativos del número binario completo.

Este arreglo de dos convertidores *flash* reduce el número de comparadores, utilizando el ejemplo de 8 bits la reducción es de 256 a 32. El precio por esta reducción en el hardware es más tiempo de conversión. El tiempo para la conversión es la suma del tiempo de conversión para los dos convertidores *flash* más el tiempo de conversión del convertidor D/A. Unir convertidores D/A rápidos de 4 bits es habitual y el resultado es un convertidor de 8 bits más rápido que cualquier otra técnica que no sea un convertidor *flash* de 8 bits.

Para osciloscopios digitales de almacenamiento muy rápidos, en particular para almacenamiento de eventos instantáneos transitorios, se suele utilizar un método de almacenamiento analógico. Esta técnica se muestra en el diagrama de bloques de la figura 7-55. Se emplea un registro analógico de corrimiento para almacenar la onda a la entrada. El registro analógico de corrimiento (figura 7-55) trabaja con el principio de almacenamiento de carga en un capacitor donde la carga es proporcional al

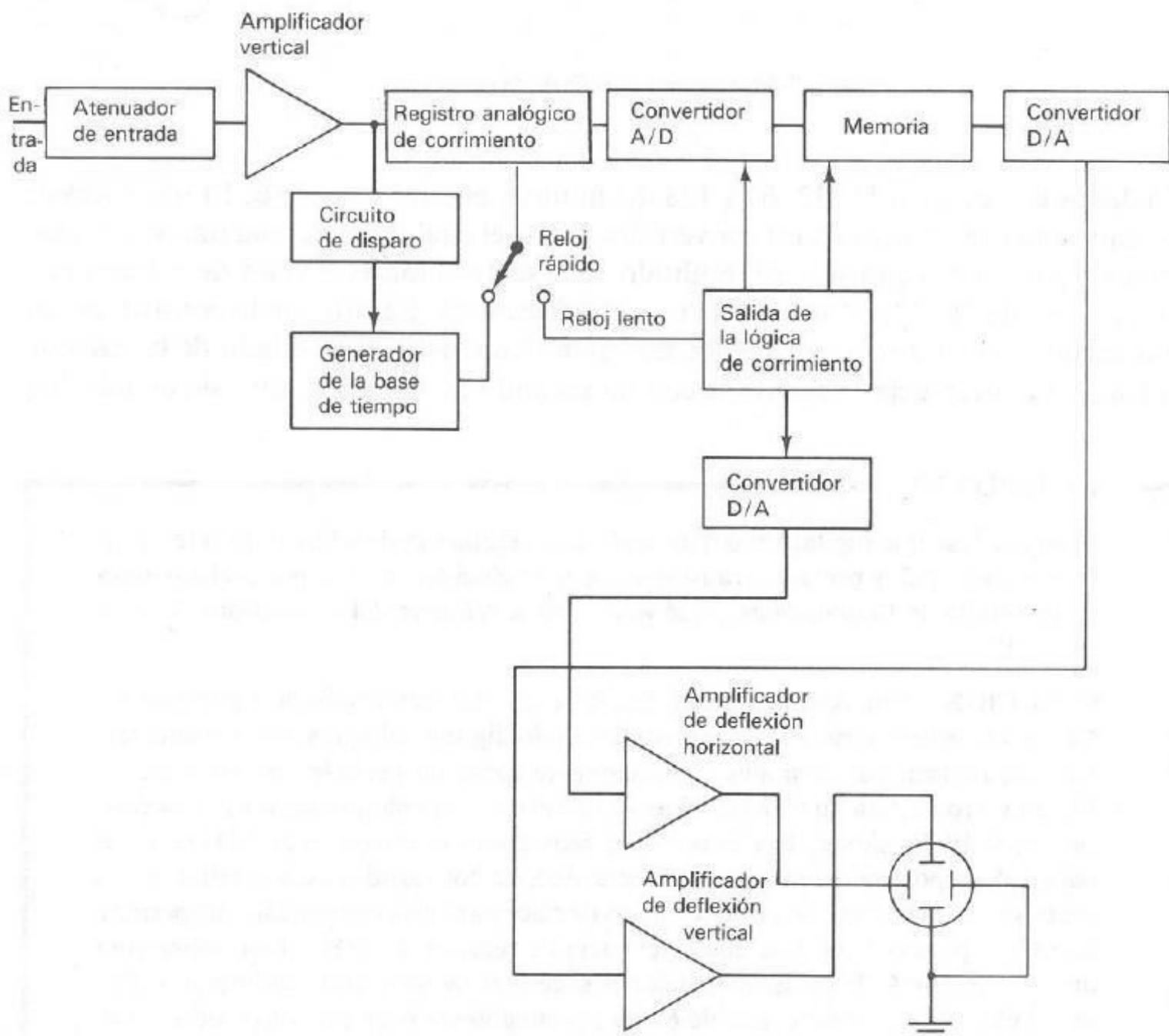


Figura 7-55. Diagrama de bloques de un osciloscopio digital de almacenamiento con una línea de retardo analógica.

voltaje de entrada. La carga se transfiere a otro capacitor de almacenamiento, de tal forma que el primer capacitor quede libre de carga y pueda aceptar una nueva. Cuando se ha transferido la carga, y considerando que sólo una pequeña cantidad de carga se pierde o se gana durante la transferencia, el valor de la entrada analógica se traslada de capacitor a capacitor. Un amplificador *buffer* se utiliza entre las etapas del registro de corrimiento para prevenir la pérdida de carga aplicando una baja impedancia para la carga de los capacitores. En relación a la figura 7-56, el proceso de carga de los capacitores se encuentra bajo el control de una serie de interruptores electrónicos (FET) de un polo y dos tiros. Existen dos fases para el reloj del sistema: una corresponde cuando el interruptor está en la posición A; la otra, cuando el interruptor está en la posición B. Durante la fase A del reloj del sistema, la señal de entrada carga C_1 al nivel de la señal en ese momento. Los niveles de voltaje de los otros capacitores no se considerarán en este momento. Cuando la fase cambia hacia B, el voltaje presente en C_1 se transfiere hacia C_2 . En la siguiente fase A, C_1 se carga de nuevo hasta el nivel de la señal en ese instante, el cual es la primera mitad del segundo pulso del reloj. Además, la carga en C_2 se ha transferido a C_3 . Durante la fase B del segundo pulso del reloj, el valor de C_1 se transfiere a C_2 . De esta forma C_2 se encuentra al nivel de la entrada durante la primera mitad del segundo pulso de reloj. También durante esta fase la carga de C_3 se transfiere a C_4 . En este punto el valor muestreado de la señal de entrada, el cual se determina durante la primera mitad del reloj, se distribuye a través de todo el registro de corrimiento. La primer muestra se encuentra en C_3 y C_4 , en tanto que C_1 y C_2 contienen la segunda. Una vez que todo el registro de corrimiento se ha cargado con la señal analógica el corrimiento de la entrada se detiene y se puede “descargar” el registro de corrimiento. Esta descarga puede ser mucho más lenta. La salida analógica se digitaliza utilizando una de las técnicas analizadas anteriormente. Los resultados se almacenan en una memoria y se tratan como cualquier otra onda digitalizada. La única función realizada por el registro analógico de corrimiento es retardar la señal de entrada analógica.

Los registros analógicos de corrimiento se pueden sincronizar con el reloj a frecuencias superiores a los 50 MHz. El dato analógico no puede permanecer en el registro analógico de corrimiento por tiempo indefinido sin que se degrade; pero no es raro que un registro de corrimiento permita que los datos sean temporizados a velocidades inferiores a 100 kHz, dando suficiente tiempo para efectuar la conversión analógica a digital. Muchos de los osciloscopios digitales de almacenamiento para altas frecuencias utilizan esta técnica.

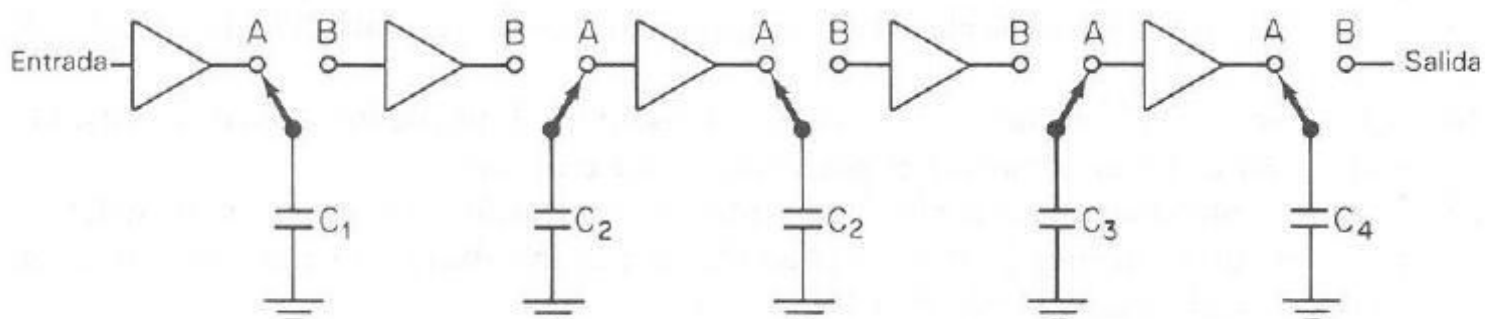


Figura 7-56. Esquema de una línea de retardo con capacitores conmutados.

Sin importar cuál sea la técnica aplicada, el resultado de cada conversión A/D se almacena en una memoria de acceso aleatorio con el fin de recuperarlo y enviarlo a la pantalla. Para exhibir la onda digitalizada, el número binario que representa cada muestra digitalizada se recupera de la memoria secuencialmente, pasa al convertidor D/A y se presenta como una deflexión analógica en el trazo del osciloscopio. La velocidad de selección de las muestras digitalizadas y exhibidas en la pantalla, no es crítico, y el único criterio es que la presentación se actualice con la frecuencia necesaria para prevenir la aparición de ondulaciones. Una velocidad de presentación de una vez cada 10 ms suficientemente rápida para prevenir dichas ondulaciones, lo cual requiere que 256 muestras se recuperen y exhiban cada $39 \mu\text{s}$. Esto no presenta problema alguno en la memoria de la computadora ni en la conversión D/A, y pueden utilizarse circuitos de bajo costo.

Una característica muy importante de un osciloscopio digital de almacenamiento es la habilidad para proporcionar un modo de operación llamado "vista de predisparo". Esto significa que el osciloscopio puede presentar lo que ha sucedido antes de aplicar una entrada de disparo. Este modo de operación es muy útil cuando ocurre una falla y se marca por la aparición de una señal. Para identificar la causa de la falla sería necesario observar varias ondas que se presentaron antes de la falla. El osciloscopio digital de almacenamiento graba continuamente una onda seleccionada y cuando aparece la onda del pulso de disparo que significa una falla, el almacenamiento se detiene y, por lo tanto, se tiene en memoria para su observación. Los osciloscopios de almacenamiento del tipo de muestreo aleatorio o repetitivo no proporcionan esta función, ya que una falla es una circunstancia instantánea y únicamente el osciloscopio de almacenamiento del tipo consecutivo cuenta con esta característica.

BIBLIOGRAFIA

- 7-1. Prensky, Sol D., and Castellucis, Richard L., *Electronic Instrumentation*, 3rd ed., chap. 10. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1982.
- 7-2. van Erk, Rien, *Oscilloscopes: Functional Operation and Measuring Examples*. New York: McGraw-Hill Book Company, 1983.

PROBLEMAS

- 7-1. ¿Cuáles son los bloques principales de un osciloscopio y qué hace cada uno?
- 7-2. ¿Cuáles son los componentes principales de un tubo de rayos catódicos?
- 7-3. ¿Cómo se enfoca el haz de electrones en un punto fino sobre la pantalla del tubo de rayos catódicos?
- 7-4. ¿Qué efecto tiene incrementar la velocidad de escritura de un osciloscopio en la sensibilidad de deflexión al aumentar el potencial de aceleración?
- 7-5. ¿Cuánto voltaje se requiere entre las dos placas de deflexión separadas 1 cm para deflectar el haz de electrones 1° si la longitud efectiva de las placas de deflexión es de 2 cm y el potencial de aceleración es 1 000 V?
- 7-6. ¿Cuál es la velocidad de los electrones que se han acelerado mediante un potencial de 2 000 V?

- 7-7. ¿Por qué los voltajes de aceleración del tubo de rayos catódicos están ajustados de modo que las placas de deflexión estén cercanas a un potencial de tierra?
- 7-8. ¿Cómo es el eje vertical de un osciloscopio deflectado? ¿Cuál es la diferencia del eje horizontal?
- 7-9. ¿Qué es la *compensación* de la punta de prueba del osciloscopio? ¿Cómo se ajusta? ¿Qué efectos se presentan cuando la compensación no se ajusta correctamente?
- 7-10. ¿Por qué se utiliza la punta de prueba con atenuador?
- 7-11. ¿Por qué se usa la línea de retardo en la sección vertical del osciloscopio?
- 7-12. ¿Cuáles son las ventajas del trazo doble sobre el haz doble para osciloscopios de trazo múltiple?
- 7-13. ¿Cómo es el barrido alternado comparado con el barrido de muestreo? ¿Cuándo se escoge un método u otro?
- 7-14. ¿Qué es el barrido retardado? ¿Cuándo se utiliza?
- 7-15. ¿Cuáles son las ventajas de utilizar puntas de prueba activas de voltaje?
- 7-16. ¿Cómo son los efectos de corriente directa sobre la densidad de flujo de la punta de prueba de corriente minimizada?
- 7-17. ¿Cuál es la relación entre el periodo de una onda y su frecuencia? ¿Cómo se utiliza el osciloscopio para determinar frecuencias?
- 7-18. ¿En qué difiere el osciloscopio digital de almacenamiento del osciloscopio convencional de almacenamiento que utiliza un tubo de rayos catódicos de almacenamiento? ¿Cuáles son las ventajas de cada uno?
- 7-19. ¿Cómo el osciloscopio de muestreo incrementa aparentemente la respuesta en frecuencia de un osciloscopio?
- 7-20. ¿Qué precauciones se deben tomar cuando se utiliza un osciloscopio de muestreo?

8

Generación de señales

8-1 INTRODUCCION

La generación de señales es una faceta importante en la reparación y desarrollo electrónico. El generador de señales se utiliza para proporcionar condiciones de prueba conocidas para la evaluación adecuada de varios sistemas electrónicos y verificar las señales faltantes en sistemas que se analizan para reparación. Existen varios tipos de generadores de señales, los cuales tienen diversas características en común. Primero, la frecuencia de la señal debe ser estable y conocerse con exactitud. Segundo, se ha de controlar la amplitud, desde valores muy pequeños hasta relativamente altos. Por último, la señal debe estar libre de distorsión.

Hay muchas variaciones de estos requisitos en particular para generadores de señales especializados como los generadores de funciones, de pulsos, de barrido, etc., y dichos requisitos deben considerarse como generales.

8-2 GENERADOR DE ONDA SENOIDAL

En virtud de la importancia de la señal senoidal el generador de dicha onda representa la principal categoría de generadores de señales. Este instrumento cubre el rango de frecuencias a partir de algunos hertz hasta varios gigahertz, y su forma más sencilla es como se muestra en la figura 8-1.



Figura 8-1. Diagrama de bloques de un generador de onda senoidal básico.

El generador de onda senoidal simple consiste de dos bloques básicos, un oscilador y un atenuador. El comportamiento del generador depende de la funcionalidad de estas dos partes principales. Tanto la exactitud de la frecuencia y la estabilidad, así como el quedar libre de distorsión dependen del diseño del oscilador, mientras que la exactitud de amplitud depende del diseño del atenuador.

8-2.1 Osciladores sintonizados de capacitor e inductor

Existe una amplia clase de osciladores que se basan en las características de resonancia de un circuito capacitor-inductor, LC , para generar una frecuencia estable. En la figura 8-2 se ilustra el diagrama de bloques de un oscilador. Este consiste de un amplificador y un circuito de realimentación en el que toda la ganancia del circuito es decir, la ganancia del amplificador dividida entre las pérdidas del circuito de realimentación, es exactamente igual a uno, y el corrimiento (desplazamiento) total de fase en el circuito es cero. Los osciladores se diseñan para que estas características se tengan sólo a una frecuencia. Esto se obtiene empleando varias combinaciones de inductores, capacitores y resistores.

La frecuencia de resonancia de un circuito está dada por

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8-1)$$

donde L = inductancia del circuito (henrys)

C = capacitancia del circuito (farads)

f = frecuencia de resonancia (hertz)

Cuando se utiliza un circuito resonante en la realimentación de un oscilador, la frecuencia de oscilación es la frecuencia de resonancia del circuito.

En la figura 8-3 se presenta el circuito real de un *oscilador Hartley* y el circuito equivalente del amplificador y los componentes de realimentación. Ya que se utiliza un amplificador emisor común como elemento activo del oscilador, el circuito tiene un corrimiento de fase debido al amplificador de 180° cualquiera que sea la frecuencia de operación. La red de realimentación (esto es, el circuito resonante) tiene un corrimiento de fase de 180° en la resonancia. Por tanto, los requerimientos de corri-

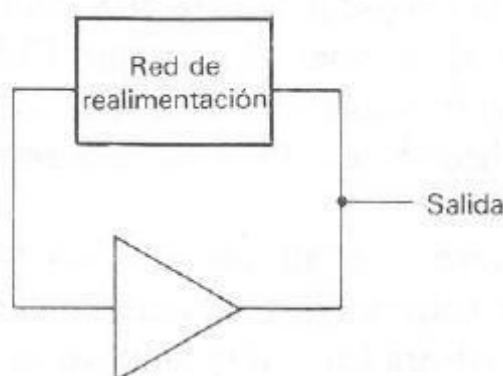


Figura 8-2. Diagrama de bloques de un oscilador; muestra el amplificador y la red de realimentación.

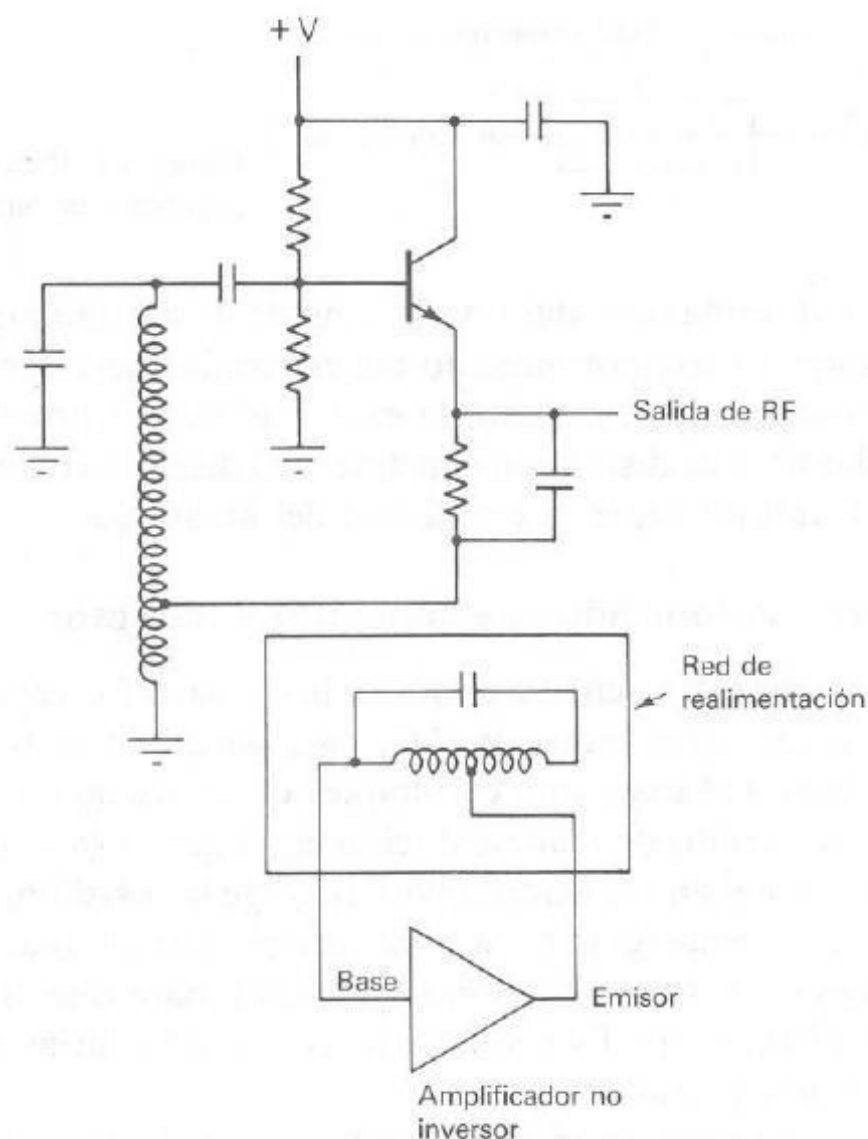


Figura 8-3. Oscilador Hartley con un transistor de unión bipolar.

miento de fase para el oscilador pueden coincidir a la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado. Podría no quedar claro cómo la ganancia del circuito es igual a uno ya que la ganancia del amplificador transistor puede ser muy elevada y no hay pérdidas en el circuito sintonizado. Para que un oscilador mantenga los osciladores se debe reducir la ganancia del elemento activo, esto es posible mediante el ajuste automático de las características de operación del transistor con autopolarización. La amplitud de los voltajes de ca en el oscilador se obtienen hasta que la ganancia efectiva del transistor se reduce, de tal forma que la ganancia total del circuito es igual a 1. Esto se lleva a cabo en la mayoría de los circuitos osciladores al incrementar los voltajes de polarización del transistor para que se reduzca la ganancia del dispositivo. Esto suele producir grandes amplitudes y voltajes, y corrientes distorsionadas asociadas al elemento activo, lo cual sugiere que se debe tener cuidado cuando se elija el punto en que se acople la salida del oscilador.

En la figura 8-4 se ilustra un circuito semejante al del oscilador Hartley conocido como *oscilador Colpitts*. En lugar del inductor con derivaciones, el oscilador Colpitts utiliza una capacitancia con derivaciones para conseguir el corrimiento de fase de 180° requerido. Por lo demás la operación es idéntica, de hecho, todos los osciladores básicos *LC* con transistores son prácticamente idénticos.

Estos dos circuitos básicos, así como otros circuitos osciladores sencillos, se utilizan como fuentes de señal para la mayoría de los generadores de radiofrecuencia RF, desde decenas de kilohertz hasta 1 GHz o más. Ahora bien, hay algunos proble-

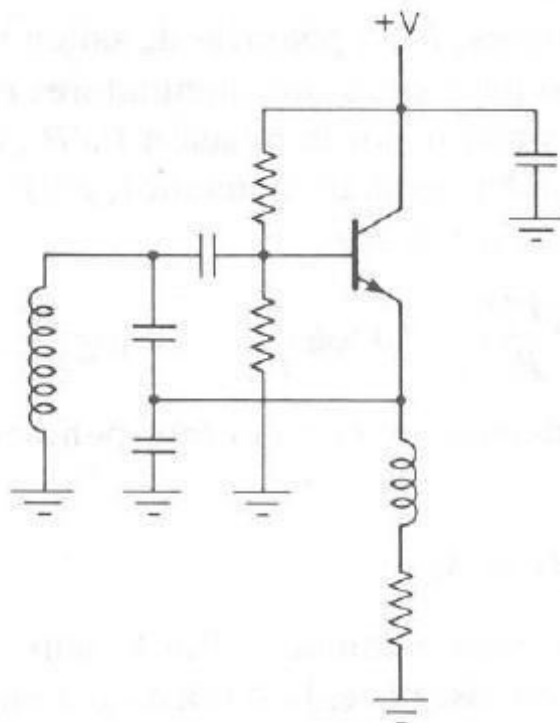


Figura 8-4. Oscilador Colpitts con un transistor de unión bipolar.

mas prácticos en la construcción de un oscilador sencillo para frecuencias superiores a 1 GHz con estos circuitos, y la mayoría de los generadores de señales para frecuencias de microondas cuentan con osciladores especializados. Asimismo, para bajas frecuencias el tamaño de los inductores requeridos para el circuito sintonizado llega a ser poco común, por que se utilizan osciladores con circuitos diferentes a los circuitos sintonizados *LC*.

En virtud de que inductancia y capacitancia tienen un control semejante sobre la frecuencia de operación del oscilador, ambos elementos sirven para establecer la frecuencia del oscilador. En la práctica, se cambia el inductor por un interruptor, mientras que se emplea el capacitor para sintonizar el oscilador. Por lo general esto se realiza conmutando el inductor en bandas en tanto que el capacitor está conectado al sintonizador del generador de señal.

La segunda parte del generador senoidal es el atenuador. El generador debe proporcionar señales de una amplitud y frecuencia conocidas. Si se aplica una señal de amplitud fija conocida a la entrada del atenuador, se conoce el nivel de la señal a la salida de acuerdo a la exactitud del atenuador. Con frecuencia los generadores de señal proporcionan una señal de niveles conocidos a muy bajos valores para la evaluación y prueba de los receptores. No es posible medir y calibrar una señal a un nivel muy bajo, por lo que las señales de bajo nivel se generan mediante la alimentación a un atenuador con una señal de nivel alto, con lo cual, la amplitud es fácil de medir, lo que permite la calibración de los pasos del atenuador. Un atenuador es un dispositivo que reduce el nivel de potencia de una señal en una cantidad fija. El atenuador debe terminar con una impedancia fija, respecto a la salida o a la entrada, sin importar el valor de la atenuación.

El atenuador reduce la potencia de una entrada de tal forma que la relación de la potencia de entrada con la de salida es constante. La reducción de potencia se puede expresar como el logaritmo de la relación de la potencia de entrada mediante la siguiente relación:

$$A \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_i}{P_o} \quad (8-2)$$

donde A (dB) es la atenuación en decibeles, P_o la potencia de salida y P_i la potencia de entrada del atenuador. Si una señal pasa entre dos atenuadores en cascada (fig. 8-5), se reduce la salida del primer atenuador por la relación P_i/P_o , en tanto que la señal se reduce aún más por la relación del segundo atenuador, P_i'/P_o' . La reducción total es el producto de las dos atenuaciones o sea

$$A \text{ (dB)} = 10 \log \left(\frac{P_i}{P_o} \right) \left(\frac{P_i'}{P_o'} \right) = 10 \log \frac{P_i}{P_o} + 10 \log \frac{P_i'}{P_o'}$$

Al reemplazar cada relación de atenuación con la correspondiente representación en decibeles se obtiene

$$A \text{ (dB)} = A_1 + A_2 \quad (8-3)$$

donde A_1 y A_2 son las atenuaciones de cada atenuador. Por lo tanto, la atenuación total, en decibeles, de dos atenuadores en cascada es la suma de la atenuación en decibeles de cada uno de ellos. Esto se puede extender a más de dos atenuadores. Para derivar una regla general según la cual la atenuación, en decibeles, para cualquier número de atenuadores en cascada es la suma de las atenuaciones en decibeles de todos los atenuadores. Queda entendido que el orden de los atenuadores en cascada no afecta el resultado final.

La notación en decibeles es conveniente por una gran variedad de razones; sin embargo, necesita una ligera modificación para que represente un nivel absoluto. Si se escribe la ecuación en decibeles de la siguiente forma

$$\text{dBr} = 10 \log \frac{P}{P_r} \quad (8-4)$$

donde dBr es una notación de decibeles que hace referencia a P_r , entonces dBr representa el número de decibeles arriba o abajo de alguna potencia de referencia P_r . Por ejemplo, si P_r fuera 1 W, la ecuación sería

$$\text{dBw} = 10 \log \frac{P}{1 \text{ W}} \quad (8-5)$$

dBw, es una notación normalizada que describe un nivel de potencia absoluto referido a 1 W. Otro nivel de potencia importante es el dBm, el cual está referido 1 mW a través de 50 Ω . Por ejemplo, + 3 dBm es 2 mW, mientras que -3 dBm es $\frac{1}{2}$ mW o 500 μ W. dBm es conveniente para impedancias de sistemas de 50 Ω , la cual se incluye en la mayoría del equipo que opera a frecuencias mayores de 1 MHz.

Varios tipos de atenuadores se pueden utilizar en los generadores de señales. El *atenuador pi* llamado así por la letra griega, a la cual se asemeja su representación esquemática es uno de los más versátiles y difundidos. Se necesitan tres resistencias para el atenuador tipo pi (fig. 8-6). Este se puede fabricar con componentes comerciales hasta poco más de 20 dB aproximadamente y para frecuencias cercanas a los 100 MHz.

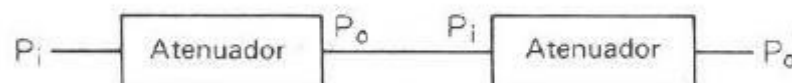


Figura 8-5. Dos atenuadores en cascada para incrementar la atenuación.

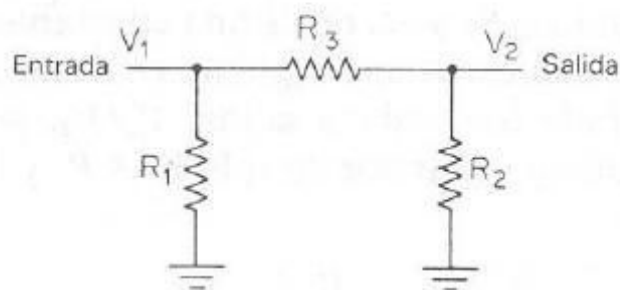


Figura 8-6. Esquema de un atenuador tipo pi.

La reactancia capacitiva altera la atenuación para frecuencias altas, lo que se puede eliminar en cierto grado mediante atenuaciones de valores altos utilizando atenuadores de valores bajos en cascada. Los componentes estándar tienen dos tipos de reactancias parásitas; la capacitancia en paralelo e inductancia a la entrada del circuito. La figura 8-7 esquematiza un atenuador tipo pi construido con componentes normalizados, incluyendo las reactancias parásitas. Los errores ocasionados por las reactancias parásitas llegan a ser un problema sólo cuando la frecuencia de operación es alta. Se utilizan resistencias especiales llamadas de *barra* y de *disco* para las resistencias en serie y paralelo, respectivamente, con objeto de minimizar las reactancias parásitas. Los atenuadores hechos con estos componentes se pueden utilizar hasta para varios gigahertz.

En relación a la figura 8-6, los valores de las resistencias requeridas por el atenuador pi, teniendo una reducción de potencia de N donde la atenuación en decibeles es $10 \log N$, se calculan de la siguiente manera. La resistencia de entrada del atenuador debe ser igual a la resistencia Z del sistema. Esto se cumple sólo cuando el atenuador termina en cualquier extremo con la misma resistencia Z . En el atenuador la resistencia es R_3 en serie con la combinación en paralelo de R_2 y la terminación, Z . Esta combinación de R_2 , R_3 y Z está también en paralelo con R_1 . La resistencia de salida, con la entrada terminada, debe ser igual a Z . Al observar la salida con la entrada terminada, la resistencia R_3 está en serie con la combinación en paralelo de R_1 y Z . Esta combinación está en paralelo con R_2 , la que debe ser igual a Z . Como R_3 en serie con R_1 o R_2 y en paralelo con Z debe producir una resistencia Z , esto significa que R_1 y R_2 son la misma. Al escribir la ecuación para la resistencia vista en cualquier extremo queda

$$Z = \frac{R_1 \left(R_3 + \frac{R_1 Z}{R_1 + Z} \right)}{R_1 + R_3 + \frac{R_1 Z}{R_1 + Z}} \quad (8-6)$$

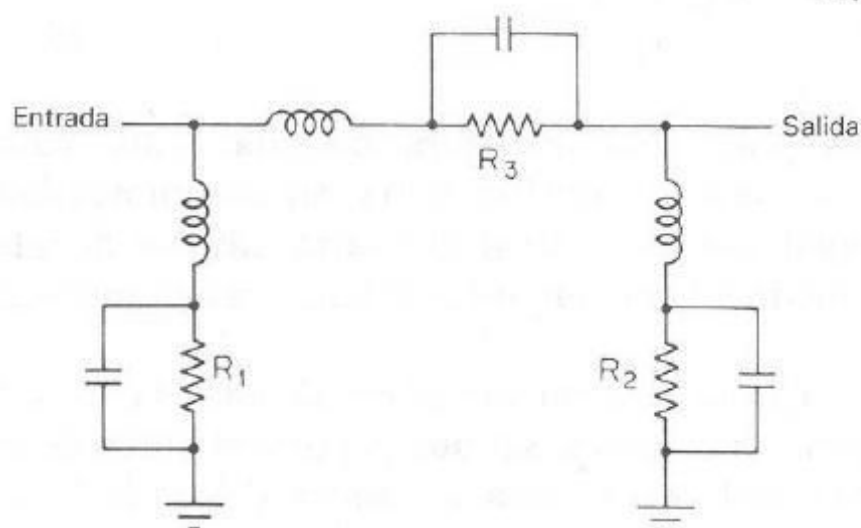


Figura 8-7. Esquema de un atenuador tipo pi que muestra las reactancias parásitas de componentes estándar.

Esta ecuación tiene dos incógnitas, R_1 y R_3 (Z es una constante del sistema) y no se puede resolver sin ayuda de, al menos, una segunda ecuación.

La relación del voltaje de entrada con el de la salida, V_1/V_2 , se escribe con la ecuación de un simple divisor de voltaje, el divisor de voltaje es R_3 y la combinación en paralelo de R_1 y Z :

$$\sqrt{N} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{R_3 + \frac{R_1 Z}{R_1 + Z}}{\frac{R_1 Z}{R_1 + Z}} \quad (8-7)$$

De esta forma se tienen dos ecuaciones independientes con dos incógnitas (en la segunda ecuación N es una constante) y con una solución.

Por conveniencia de expresión matemática, la segunda ecuación se expresa ahora así:

$$R_3 + \frac{R_1 Z}{R_1 + Z} = \frac{\sqrt{N} R_1 Z}{R_1 + Z} \quad (8-8)$$

El término de la izquierda aparece idéntico en la primera ecuación y se puede efectuar una sustitución:

$$Z = \frac{\frac{R_1^2 \sqrt{N} Z}{R_1 + Z}}{R_1 + \frac{\sqrt{N} R_1 Z}{R_1 + Z}} = \frac{R_1^2 \sqrt{N} Z}{R_1^2 + R_1 Z + \sqrt{N} R_1 Z} \quad (8-9)$$

Ya que esta ecuación contiene sólo una variable, R_1 , es posible resolverla para R_1 :

$$R_1 = Z \left(\frac{\sqrt{N} + 1}{\sqrt{N} - 1} \right) \quad (8-10)$$

La ecuación (8-8) contiene una relación entre R_3 y R_1 , que se puede expresar como

$$R_3 = \frac{\sqrt{N} R_1 Z}{R_1 + Z} - \frac{R_1 Z}{R_1 + Z} = \frac{Z R_1 (\sqrt{N} - 1)}{R_1 + Z} \quad (8-11)$$

Al sustituir el resultado de R_1 obtenido de la ecuación (8-10) en (8-11), se tiene la solución para R_3 :

$$R_3 = \frac{Z(N - 1)}{2 \sqrt{N}} \quad (8-12)$$

Se requiere un interruptor de dos polos y dos tiros para conmutar el atenuador π en posición de conectar o desconectar de la cascada (fig. 8-8) y este interruptor debe tener reactancias parásitas bajas, igual que las resistencias. Varios diseños de interruptores han hecho muy útil al atenuador π conmutado en frecuencias de varios gigahertz.

Se demostró que la atenuación total de los atenuadores en cascada es igual a la suma de las atenuaciones individuales, en decibels, sin que importe el orden de los atenuadores. Por ejemplo, cuatro atenuadores en cascada conmutados de 1, 2, 4, y

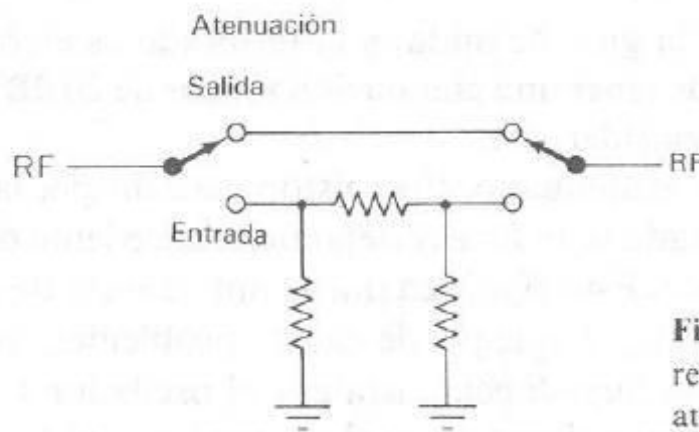


Figura 8-8. Interruptor de dos polos y dos tiros requerido para conmutar secciones atenuadoras.

8 dB pueden proporcionar atenuaciones de 0 hasta 15 dB en pasos de 1 dB mediante la manipulación de los interruptores en una secuencia binaria sencilla. Con esta técnica se pueden construir atenuadores que tienen hasta 100 dB de atenuación en pasos de 1 dB, mediante siete atenuadores conmutados.

El *atenuador de pistón* es un atenuador sin resistencias muy usado durante muchos años en generadores de señales de precio moderado (fig. 8-9). Cuando se diseña con cuidado, proporciona una exactitud excelente. El atenuador de pistón opera según el principio de una guía de onda más allá de la longitud de onda de corte. Cuando se opera una guía de onda inferior a su frecuencia de diseño, la guía de onda no transmite eficazmente la energía y, en consecuencia, hay una atenuación significativa. Considérese el atenuador de la figura 8-9. Un circuito de inyección lleva energía al interior del cilindro, el cual puede considerarse como una sección de guía de onda. En el extremo opuesto de la sección de guía de onda, se localiza un segundo circuito, el circuito de captación, el cual recupera parte de la energía aplicada a la guía de onda. La atenuación está dada por

$$A \text{ (dB)} = 32 \frac{L}{d} \quad (8-13)$$

donde L es la distancia en metros entre los circuitos y d el diámetro del cilindro, también en metros. Por lo tanto, la pérdida de potencia es proporcional al logaritmo de la distancia de separación entre los circuitos. Es muy conveniente que el atenuador fuese calibrado en decibels, ya que esta forma de calibración es lineal a lo largo de la escala del atenuador.

Esta relación lineal entre la longitud de separación de los circuitos y la atenuación en decibels sólo es válida cuando se observa una determinada separación mínima. Cuando los circuitos están muy cerca, intervienen mecanismos de acoplamiento

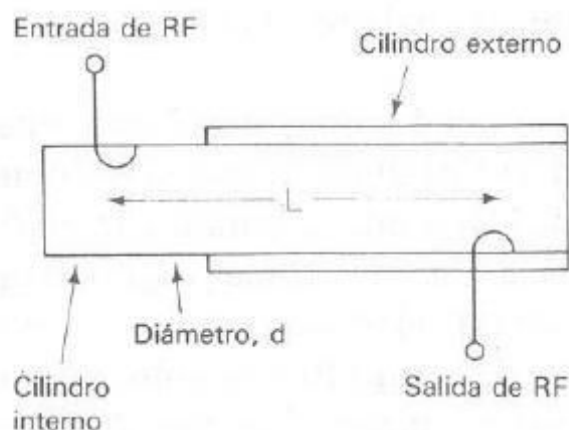


Figura 8-9. Atenuador tipo pistón con circuitos de inyección y cilindros deslizables.

distintos de la atenuación a través de la guía de onda, y el resultado es erróneo. El atenuador práctico tipo pistón no puede tener una atenuación menor de 20 dB aproximadamente, sin que tenga un error considerable.

No existen elementos resistivos en el atenuador tipo pistón para disipar la potencia que se atenúa, y la potencia de entrada se reduce reflejando el excedente de la potencia no deseado que vuelve a la fuente. Esto significa que la impedancia de entrada del atenuador tipo pistón no es constante, lo que puede causar problemas en ciertos tipos de osciladores. Para estabilizar la impedancia vista por el oscilador se inserta una resistencia fija, llamada de amortiguamiento entre el atenuador tipo pistón y el oscilador. Esto incrementa aún más la pérdida mínima entre el oscilador y la salida del generador de señales, lo que requiere más potencia del oscilador o menos potencia a la salida. A pesar de todas las dificultades asociadas al atenuador tipo pistón, éste se utiliza con regularidad, en especial en generadores de señales para la prueba de receptores donde la señal más grande necesaria es pequeña.

El generador de señales sencillo mostrado en la figura 8-1 presenta diversas desventajas. Primero, no existe método alguno para verificar el voltaje alimentado al atenuador, de manera que la calibración puede ser errónea si no hay alguna indicación. Se podría utilizar un circuito de medición a la entrada del atenuador y establecer el nivel mediante un ajuste manual. Esta ha sido la técnica empleada en los generadores de señales durante muchos años y persiste en los generadores de bajo costo. En lugar de un ajuste manual, se establece el nivel automáticamente de modo que no se requiera medidor ni método alguno de ajuste manual. Es el método llamado *control automático de nivel* o CAN que se utiliza en los generadores modernos de señales para establecer el nivel a la entrada del atenuador. Con el fin de que funcione adecuadamente se requiere un sistema de medición de voltaje exacto y de banda ancha para detectar el nivel de voltaje. Idealmente el sistema de medición de voltaje sería del tipo rms verdadero a fin de que la distorsión armónica no afecte la medición. Si la salida del generador de señales tiene una distorsión armónica suficientemente baja, basta un diodo detector sencillo. Si la distorsión armónica es de 20 dB o menos por debajo de la portadora, el diodo detector puede causar un error considerable. Un método alternativo de medición es el termopar calentado. El valor rms es el valor de un voltaje de ca que produciría el mismo calentamiento en una carga resistiva que el valor equivalente de cd. Por lo tanto, el calentamiento del termopar asegura que la salida es del valor rms.

Se requiere algún método de variación del voltaje de salida del oscilador. En algunos de los primeros generadores de señales el nivel se establecía mediante la variación del voltaje de la fuente de alimentación del oscilador. Esto no es recomendable ya que tiende a variar la frecuencia del oscilador, la cual afecta la calibración del selector de frecuencia.

Para superar estos problemas se utiliza un atenuador controlado por voltaje que utiliza diodos PIN. El diodo PIN tiene la característica única de que la resistencia RF es función de la corriente de cd de polarización. Los diodos normales de unión también tienen esta característica, pero el diodo PIN no tiene la misma magnitud de capacitancia que el diodo de unión. Por la alta capacitancia del diodo de unión, no es posible atenuar una señal más que unos pocos decibels. El diodo PIN se construye a partir de tres capas de un semiconductor. Una altamente “dopada” de tipo N y otra capa

también “dopada” pero tipo *P* que forman un emparedado con una capa intrínseca de silicio puro. A diferencia del diodo de unión, los materiales tipo *P* y *N* están separados por una capa intrínseca mucho más delgada que la región de vaciamiento de un diodo de unión convencional. A causa de lo estrecho de la capa, la capacitancia resultante es mucho menor. Cuando el diodo de unión se polariza directamente, se inyectan portadores desde las dos capas tipo *P* y *N* que proporcionan los portadores necesarios para la conducción a través de la capa intrínseca. Esta introducción de impurezas en el silicio lo vuelve conductor ya que el silicio es esencialmente un aislante. Tanto los electrones como los huecos son portadores minoritarios de la capa intrínseca y se combinan eventualmente, lo que los vuelve inadecuados a la conducción. Si el tiempo de recombinación deviene luego respecto al periodo de la energía de RF que se conducirá, aunque la dirección de la corriente se cambie, habrá suficientes portadores disponibles en la capa intrínseca para continuar la conducción. El tiempo en el que un portador está disponible depende de la construcción del diodo y puede extenderse a varios microsegundos.

La figura 8-10 muestra un atenuador fabricado con diodos PIN. En este atenuador, que utiliza el circuito *T* puenteado, la corriente en el diodo en derivación se incrementa, en tanto que la corriente en el diodo en serie disminuye por el incremento de atenuación. La variación en amplitud del oscilador del generador de señales rara vez es mayor de algunos decibels, y este atenuador proporciona la atenuación suficiente mientras se mantenga un acoplamiento aceptable entre la impedancia de entrada y salida.

Aunque es factible diseñar un oscilador sintonizado LC para que tenga una salida con distorsión baja y estable, con el fin de prevenir una interacción entre el oscilador y la carga externa se requiere alguna forma de aislamiento. Parecería difícil que la frecuencia del oscilador se vea afectada con cargas externas colocadas en el circuito, pero aun la variación más pequeña de frecuencia es inaceptable en algunas aplicaciones de los generadores de señales. Un oscilador que opera a varios cientos de megahertz requiere estabilidad y características de modulación en frecuencia superior-

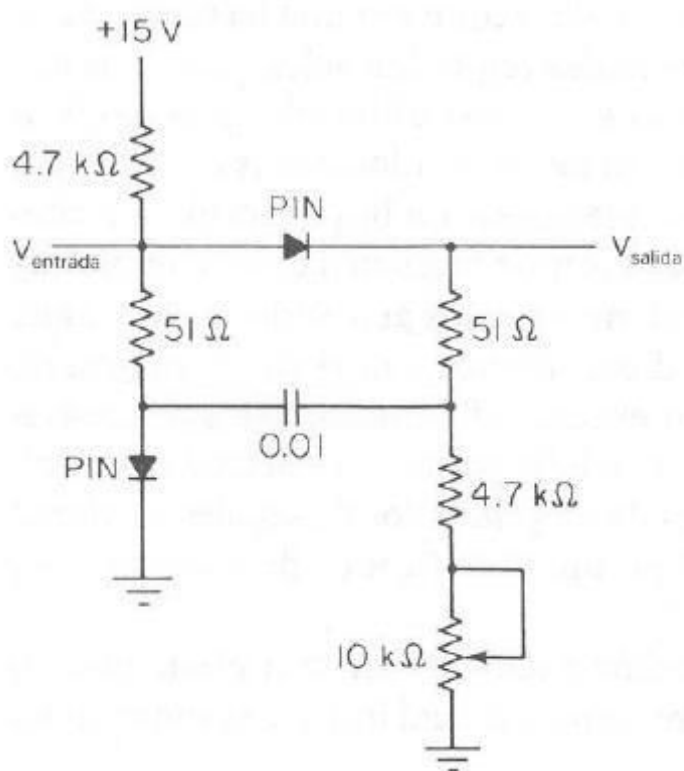


Figura 8-10. Atenuador puente T con diodos PIN.

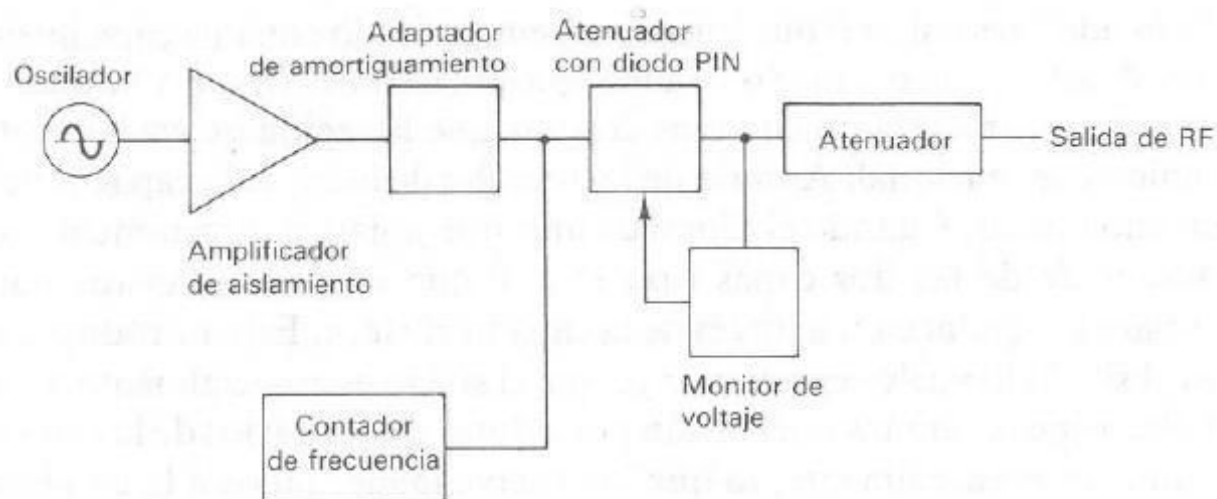


Figura 8-11. Generador de señales de onda senoidal con lectura del contador de frecuencia y control automático de nivel.

res a los de uno que opera a algunos kilohertz pico a pico. Según el tipo de circuito oscilador, se puede requerir un aislamiento de 20 dB o más.

Cuando el atenuador conectado al oscilador del generador de señales básico de la figura 8-1 se fija a valores de 20 dB o más, es fácil obtener los 20 dB requeridos. Sin embargo, cuando se requiere que la señal tenga una amplitud mayor, la cantidad de atenuación se debe reducir y por lo tanto la cantidad de aislamiento se reduce de la misma forma. Si el nivel de salida del oscilador se fija para estar 20 dB por encima de la salida más alta del generador de señales y 20 dB es la atenuación mínima se logra el aislamiento requerido. Sin embargo, esto requeriría que el oscilador proporcione una señal de 20 dB mayor que la requerida, lo que causaría otros problemas.

Otra solución es utilizar un amplificador de aislamiento entre el oscilador y el atenuador. Un amplificador con una ganancia de 10 dB se puede lograr para que tenga un aislamiento de 20 dB o mayor. Al conectar el amplificador a la salida del oscilador se incrementa el nivel de la señal en 10 dB, en tanto que un atenuador fijo de 100 dB se puede insertar después del amplificador para regresar el nivel de la señal al nivel original. Esto no incrementa el nivel de la señal pero si el del aislamiento del oscilador desde la carga hasta 30 dB.

Muchas aplicaciones de los generadores de señales requieren una lectura precisa de la frecuencia. Los primeros generadores de señales requerían selectores de precisión y selectores mecánicos manejados con placas selectoras calibradas a mano. Los calibradores de precisión con cristal se utilizaban en los generadores más costosos para verificar periódicamente la calibración de los selectores. La introducción del contador de frecuencia hizo toda la tarea de la medición de frecuencias sencilla y muy exacta. El contador de frecuencia se aplica rápidamente a los generadores de señales como un método de verificación de la exactitud del selector con el fin de mejorarlo durante la selección de la frecuencia en un valor exacto. Muchos modelos de generadores de señales tienen el contador de frecuencia incluido como un selector electrónico. La figura 8-11 ilustra el diagrama de bloques de un generador de señales moderno con despliegue digital del contador de frecuencia, un amplificador de aislamiento y un sistema CAN.

Una aplicación obvia del contador de frecuencia como el selector electrónico es utilizar un sistema electrónico de selección de frecuencia el cual incluye el sintetizador de frecuencia.

8-3 GENERADOR DE SEÑALES DE FRECUENCIA SINTETIZADA

Para entender la función básica del sintetizador de frecuencia, imagínese que un técnico desea reducir poco a poco la frecuencia de un generador de señales y decide fijar la frecuencia del generador en periodos de pocos segundos mediante la lectura del contador y ajustar el generador de acuerdo con la frecuencia correcta. Esto es lo que una persona haría en vez del sintetizador de frecuencia de circuito de fase fija (phase-locked-loop, PLL). El técnico hipotético haría el ajuste cada pocos segundos, el sustituto electrónico lo realiza a una velocidad mucho mayor. El técnico que estabilizara el generador manualmente se vería limitado por el tiempo requerido para que el contador de frecuencia se establezca a la frecuencia correcta, lo que depende de la resolución del contador. El circuito de fase fija (PLL) evita este problema, ya que no requiere la determinación de la frecuencia pero, como su nombre lo indica, corrige la frecuencia con base en la medición de fase.

Un método muy popular para la síntesis de frecuencia se llama *método indirecto* o circuito de fase fija (fig. 8-12). Se requieren cinco componentes principales: OCV u oscilador controlado por voltaje, divisor programable, detector de fase, referencia de fase y el filtro del circuito.

El *oscilador controlado por voltaje* es la fuente de la frecuencia de salida; se puede sintonizar electrónicamente, por lo general mediante la aplicación de un voltaje variable. Algunos osciladores se sintonizan electrónicamente mediante una corriente, en especial en las frecuencias altas; pero para el análisis general de un sintetizador de frecuencia PLL, la fuente de señal se considera como un dispositivo controlado por voltaje.

El *divisor programable* es un elemento lógico que divide la frecuencia del OCV entre un entero que se puede introducir mediante la programación de interruptores, un microprocesador o algún otro método.

El *detector de fase* proporciona una salida analógica que es función del ángulo de fase entre las dos entradas, el cual para el caso del sintetizador de frecuencia es la fuente de referencia y la salida del divisor programable.

La *fuerza de referencia* es una fuente de frecuencia muy estable y exacta, por lo regular es un oscilador de cristal de cuarzo. La exactitud de todo el sintetizador

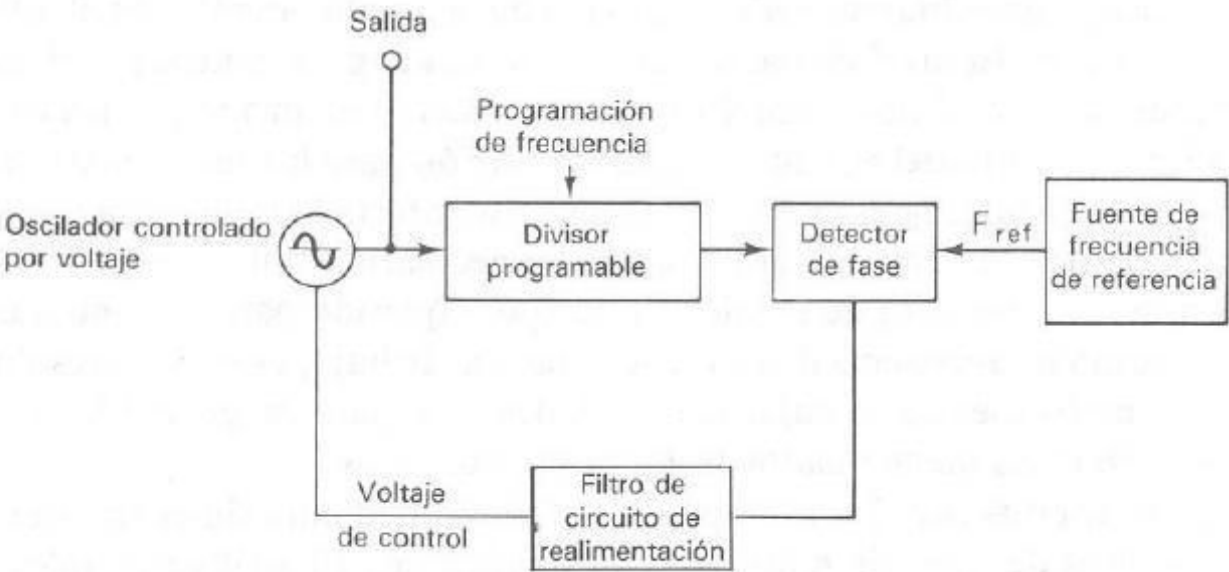


Figura 8-12. Diagrama de bloques de un ciclo de fase fija (PLL).

depende de la exactitud de la fuente de referencia. El oscilador de cristal opera en la región de 1 a 10 MHz, y esta frecuencia se divide utilizando contadores digitales para proporcionar los pulsos de reloj y frecuencias de referencia que necesita el sintetizador.

El *filtro del circuito* de realimentación es un filtro analógico que asegura la operación estable y libre de ruido del sintetizador.

Supóngase que el OCV se debe sintonizar electrónicamente en un múltiplo de la frecuencia de referencia del ejemplo de la figura 8-12. Si se introduce un valor entero en el divisor programable, se obtiene entonces

$$f_v = Nf_r$$

donde f_v = frecuencia deseada del OCV

N = entero introducido en el divisor programable

f_r = frecuencia de referencia aplicada al detector de fase

Ya que el divisor programable divide la frecuencia del OCV entre N , la frecuencia de salida del divisor programable es f_v/N o f_r .

La salida del divisor programable se alimenta al detector de fase y se compara con la fase de la frecuencia de referencia. Si la salida del detector de fase vuelve al oscilador controlado por voltaje, cualquier variación en la fase se puede corregir de manera que la frecuencia del OCV fuera exactamente N veces la frecuencia de referencia. Sin embargo, la determinación de la fase se puede efectuar solamente una vez por cada periodo de la frecuencia de referencia; en consecuencia, la frecuencia del OCV se puede corregir únicamente a esta velocidad. Esto causaría que la frecuencia del OCV fuera modulada y creara bandas laterales espurias, llamadas *bandas laterales de referencia*. Estas condiciones hacen que la salida del OCV no sea de utilidad para mediciones de precisión. Se inserta un filtro entre el detector de fase y el OCV de forma que los cambios periódicos en frecuencia son suavizados y se reduzca la modulación en frecuencia.

Aunque sencillo en teoría, el sintetizador de frecuencia con circuito de fase fija presenta algunas desventajas significativas cuando se utiliza como base de un generador de señales. Primero, aun cuando el filtro de circuito de realimentación puede eliminar gran parte de la modulación de frecuencia originada por la salida del detector de fase, nunca puede eliminar toda la energía de la banda lateral y en algunos casos puede permanecer. El nivel de banda lateral requerida para pruebas críticas es muy bajo y puede hacer al sintetizador PLL, prácticamente inapropiado. En consecuencia, es más útil el filtro del circuito de realimentación para las características de PLL que eliminar las bandas laterales de referencia; esto afecta la frecuencia y gran número de características del sintetizador. Cuando es necesario cambiar significativamente la frecuencia del generador de señales, el tiempo requerido para el cambio puede ser grande. Cuando la frecuencia de referencia llega a ser baja, esto es, la resolución del sintetizador de frecuencia es baja, lo que es deseable para un generador de señales, todos los problemas mencionados llegan a ser excesivos.

Muchos de estos problemas se pueden atenuar mediante sintetizadores complejos con circuitos de fase fija múltiple, y otras técnicas. El análisis de tales sistemas va más allá del enfoque de este texto.

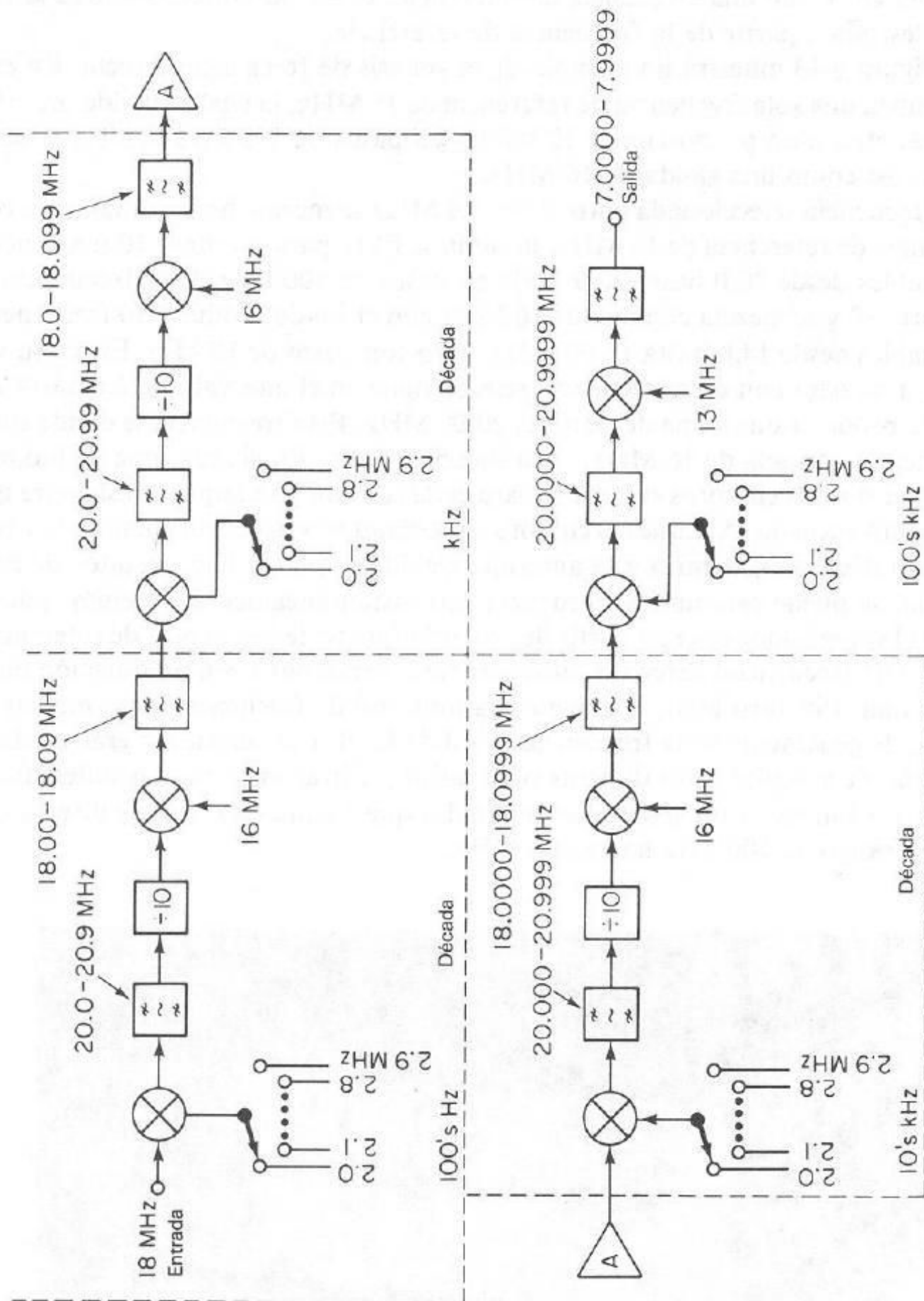


Figura 8-13. Ejemplo de síntesis directa.

Existe un segundo método de síntesis de frecuencia que no utiliza el circuito de fase fija y en consecuencia es inmune a algunos problemas inherentes a este circuito. Este método se llama *síntesis directa*. Más que estabilizar la frecuencia del oscilador controlado por voltaje mediante la comparación de la fase de una fracción de la frecuencia del OCV con una frecuencia de referencia, el método directo genera la frecuencia deseada a partir de la frecuencia de referencia.

La figura 8-13 muestra un ejemplo de la síntesis de frecuencia directa. En este caso se utiliza una sola frecuencia de referencia de 18 MHz, la cual se divide, mezcla, multiplica, etc., para proporcionar 10 salidas en pasos de 100 kHz desde 2.0 hasta 2.9 MHz, así como una salida de 16 MHz.

La frecuencia seleccionada entre 2.0 y 2.9 MHz se mezcla heterodinamente con la frecuencia de referencia de 18 MHz; la suma se filtra para producir 10 frecuencias seleccionables desde 20.0 hasta 20.9 MHz en pasos de 100 kHz. Esta frecuencia se divide entre 10 y se mezcla con una de 16 MHz con el fin de producir 10 frecuencias seleccionables desde 18.0 hasta 18.09 MHz, pero con pasos de 10 kHz. Esta a su vez se vuelve a mezclar con otra frecuencia seleccionada en el intervalo de 2.0 hasta 2.9 MHz para producir una suma de 20 hasta 20.99 MHz. Esta frecuencia se divide entre 10 y se mezcla con una de 16 MHz, y así sucesivamente. En el diagrama de bloques se puede ver que los circuitos se repiten para cada selector y se requieren siempre que se agregue una década. Aunque los circuitos sintetizadores parezcan complejos y costosos, cada década es idéntica a la anterior. Debido a que no hay circuitos de baja frecuencia, se puede cambiar la frecuencia casi instantáneamente. Además, puesto que todo el sintetizador opera a partir de una sola fuente de frecuencia de referencia, el espectro de frecuencias cercanas puede ser totalmente puro, sin modulación indeseable alguna. Por otro lado, se genera una multitud de frecuencias intermedias en el proceso de generación de la frecuencia de salida final, y se debe tener gran cuidado en el diseño de sintetizadores directos para aislar y filtrar estas salidas indeseables. La figura 8-14 muestra un generador de señales que cuenta con síntesis directa que abarca un rango de 100 kHz hasta 160 MHz.



Figura 8-14. Ejemplo de un instrumento que aplica síntesis directa: generador de señales Wavetek Modelo 5135A. (Cortesía de Wavetek, Inc.)

8-4 GENERADOR DIVISOR DE FRECUENCIA

En la figura 8-15 se esquematiza un tipo de generador de señales que ofrece algunas ventajas del generador sintetizado y elimina algunos de sus problemas. El elemento de generación de frecuencia de este dispositivo es un oscilador de cavidad de alta Q muy estable que opera en la región de los 500 MHz. El oscilador de 500 MHz debe cubrir un rango de frecuencias de 2 a 1, y un rango de frecuencias típico es de 256 a 512 MHz. El oscilador se sintoniza mecánicamente y, si se incluye cualquier tipo de estabilización de fase fija, se debe colocar manualmente en la frecuencia deseada. El circuito de fase fija proporciona sólo una pequeña cantidad de corrección de frecuencia, en particular para compensar cualquier ligera variación de frecuencia. Ya que el circuito de fase fija aporta una pequeña cantidad de estabilización, la cantidad de bandas laterales de referencia generadas es pequeña.

Por lo general, la estabilidad del oscilador básico del generador de señal divisor de frecuencia es suficiente para la mayoría de las aplicaciones, sin tener que usar un circuito de fase fija. Esto ocurre ya que el oscilador se requiere para cubrir únicamente un rango de frecuencias y se optimiza para ese rango. Generalmente se utiliza un generador de señales para cubrir un amplio rango de frecuencias, lo cual requiere que el inductor del oscilador se conmute en tanto que el capacitor proporciona la sintonía necesaria. Esto por lo general significa que las bobinas del inductor se montan en una torreta y que se utilice un capacitor de valor relativamente grande, el cual es necesario para rangos de frecuencia bajos, con el fin de sintonizar el oscilador. Además de que integrar la unidad del oscilador al generador de señales ocupa un gran volumen, los componentes mecánicos pueden originar modulación de frecuencia inducida mecánicamente debido a las áreas grandes. Es factible construir un oscilador de cavidad con excelente inmunidad a la modulación residual de frecuencia y excelente estabilidad de frecuencia. Ahora bien, la cavidad llega a ser prohibitivamente grande a más bajas frecuencias y sería prácticamente imposible construirla como una unidad de selección de bandas. En breve, la cavidad es un oscilador de UHF de rango de frecuencias único. Las salidas para otros rangos de frecuencias se pueden generar mediante la división de la salida de frecuencia del oscilador de cavidad en potencias de dos aplicando flip-flops digitales. Para utilizar este esquema, el rango de frecuencias del oscilador debe ser al menos 2 a 1. Por ejemplo, el generador de señales mostrado en la figura 8-15 divide la salida de 256 a 512 MHz del oscilador de cavidad de 128 a 256 MHz con el primer circuito divisor entre 2 y de 64 a 128 MHz con el segundo. Al repetir la división de frecuencia, la salida del oscilador de cavidad de 256 a 512 MHz se disminuye hasta 1 a 2 MHz.

Un contador de frecuencia se utiliza para presentar la frecuencia del generador de señales. Como la salida de RF del generador, la frecuencia contada por el contador de frecuencia se divide en potencias de dos para que se presente la frecuencia correcta. El contador de frecuencia simplemente se puede conectar a la salida de RF; sin embargo, esto podría generar ruido desde los circuitos del contador de frecuencias a la salida del generador de señales.

Ya que la salida del generador de señales se obtiene de circuitos lógicos digitales, donde la forma de onda es más bien una onda tipo pulso que a una onda senoidal donde las armónicas de la lógica digital se deben eliminar para generar una función

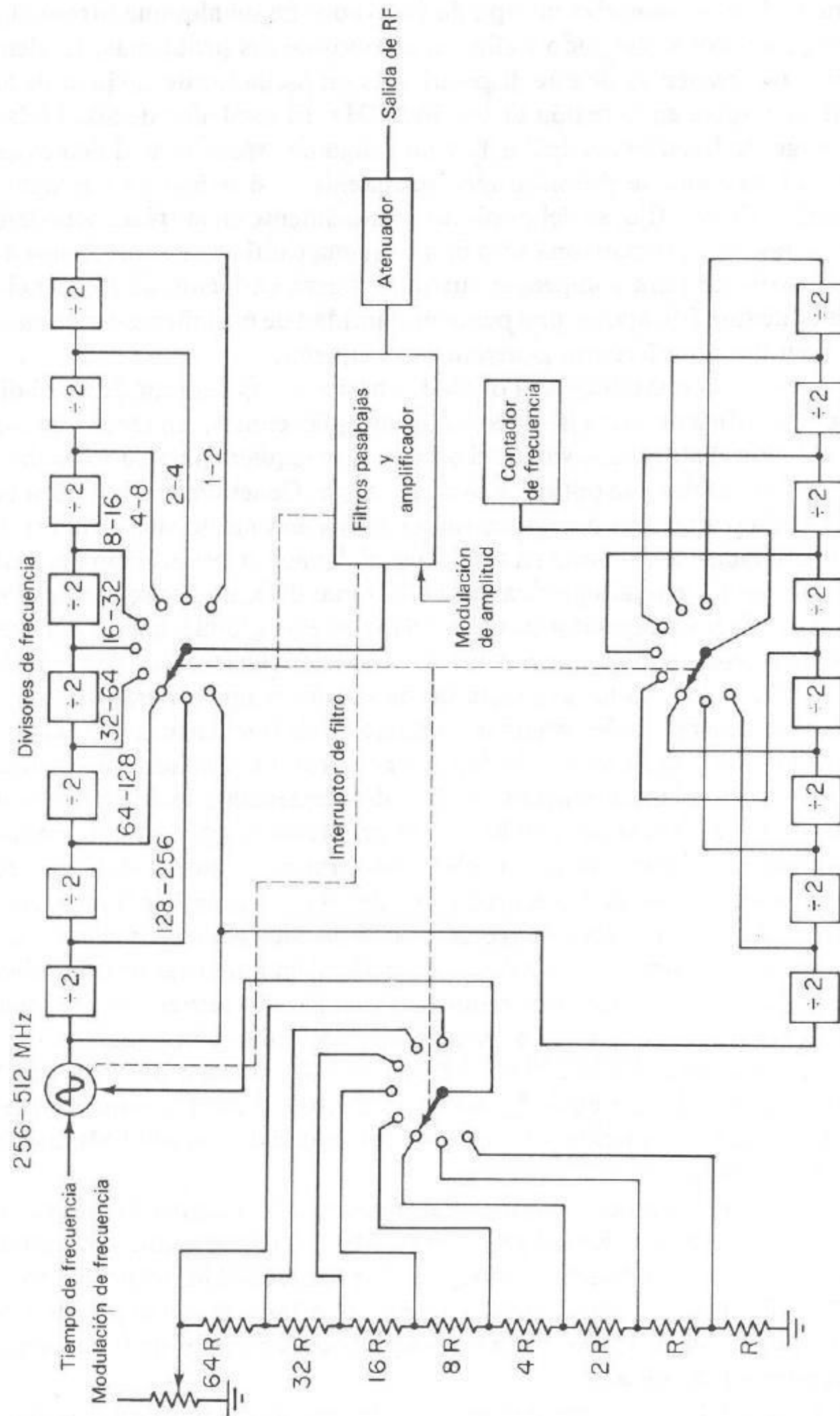


Figura 8-15. Diagrama de bloques del divisor de frecuencias del generador de señales con modulación de frecuencia.

senoidal pura. Como una onda cuadrada perfecta sería la salida teórica del multivibrador biestable (flip-flop), sólo estarían presentes los armónicos impares en los multivibradores divisores de frecuencias. Esto requeriría un filtro pasabajas con una frecuencia de corte más alta que la frecuencia de salida más alta. Por ejemplo, para el rango de frecuencia de salida de 4 a 8 MHz, el cual es el rango de salida después de realizar seis veces la división de frecuencia por 2 se requiere un filtro pasabajas con una frecuencia de corte ligeramente mayor a 8 MHz. La armónica más baja presente en el rango de frecuencias de salida es la tercer armónica de 4 MHz, o aproximadamente 12 MHz.

Las salidas de los multivibradores biestables contienen únicamente armónicas impares cuando la onda cuadrada es perfectamente simétrica. Esto suele cumplirse a bajas frecuencias; pero conforme ésta se incrementa, la lógica se hace progresivamente menos perfecta y la cantidad de armónicas pares empieza a incrementarse. La más problemática de éstas es la segunda armónica. Para mejorar el espectro de las frecuencias más altas, se requieren dos filtros pasabajas, uno para la parte más baja del rango de frecuencias de salida y el otro para la parte superior del rango de frecuencias, con la frecuencia central en la media geométrica del rango de frecuencias de salida.

La media geométrica se puede calcular mediante

$$\sqrt{f_l f_h} \quad (8-14)$$

donde f_h es el límite de frecuencia alta y f_l el límite de la frecuencia baja. Por ejemplo, la media geométrica del rango de frecuencias entre 64 a 128 MHz es 90.5 MHz. Se debe utilizar algún método para seleccionar los filtros de bajas y altas dentro de una banda de frecuencia. Esto se puede hacer mediante una señal de control desde el contador de frecuencias o por medio de una conexión al oscilador de cavidad. El punto donde el filtro es seleccionado no es crítico, y un simple arreglo mecánico es más que suficiente.

Una ventaja del generador divisor de señales es que la modulación de frecuencia incidente de la cavidad se reduce por un factor de 2 cada que se divide la frecuencia entre el mismo factor. Esto es una ventaja cuando se requiere pureza en el espectro y no se desea modulación de frecuencia. Cuando se debe agregar la modulación de frecuencia a la salida del generador de señales, esto puede causar problemas. La modulación de frecuencia se aplica fácilmente al oscilador con un diodo varactor. Ya que se reduce la cantidad de modulación cada vez que se divide la frecuencia entre dos, se requiere un circuito de corrección, el cual se controla mediante el interruptor de banda (fig. 8-15).

8-5 MODULACION DEL GENERADOR DE SEÑALES

La mayoría de los generadores de señales tienen la capacidad de modular tanto en frecuencia como en amplitud, con un índice o porcentaje de modulación conocido. La modulación de amplitud se puede aplicar al generador de señales nivelado electrónicamente, por medio de la modulación del atenuador de diodo PIN con la señal modulada. El problema serio que se presenta con esta modulación es que la amplitud varía desde dos veces la amplitud de la portadora hasta cero para un porcentaje del

100% de modulación, lo cual implica que el atenuador controlado por voltaje debe tener al menos una atenuación nominal de 6 dB para que la amplitud se pueda incrementar a dos veces la portadora y proporcione, en teoría, una atenuación infinita para conseguir el cero requerido por el 100% de modulación. Sin importar la técnica de modulación, la mayoría de los generadores de señales proporciona una modulación de amplitud cercana pero no igual al 100%.

La modulación de frecuencia no sufre problemas atribuibles al porcentaje de modulación y no existe el 100% de modulación. Para modular la frecuencia el generador de señales requiere un método para cambiar electrónicamente la frecuencia del oscilador; por lo general, esto lo proporciona un diodo varactor en el circuito oscilador sintonizado. La cantidad de modulación suministrada por el diodo varactor depende de la frecuencia del oscilador y puede variar sobre el rango de sintonía del oscilador. Es decir, el generador de señales ha de contar con un método de corrección para este cambio en el índice de modulación de frecuencia. Aplicar la modulación a un generador de señales puede ser un problema complejo cuando este dispositivo es del tipo sintetizado. Cada uno de estos instrumentos es un caso único, y existen numerosos métodos para suministrar una fuente exacta de modulación.

8-6 GENERADOR DE FRECUENCIA DE BARRIDO

El apartado anterior sobre generadores de señales de ondas senoidales se concentró en generadores donde se originaba una señal de salida de una sola frecuencia conocida y estable, pero existen aplicaciones donde se requiere una fuente de barrido de frecuencia, como en la medición de la respuesta en frecuencia de amplificadores, filtros y otras redes.

Comparado con generadores de señales de frecuencia única, el generador de frecuencia de barrido es un sistema relativamente nuevo. En los inicios de la electrónica la dificultad era encontrar un método para variar electrónicamente la frecuencia, de modo que se tuviera disponible una salida de frecuencia de barrido rápido. Los moduladores con tubos de reactancia dieron muy poca variación en frecuencia y por lo general un generador de barrido hacía uso de métodos electromecánicos tal como los capacitores manejados por motores. Estos primeros monstruos mecánicos presentaron desventajas significativas y frecuentemente la mayoría de las mediciones de respuesta se efectuaron con técnicas de punto por punto, utilizando generadores convencionales de señales de una sola frecuencia. El desarrollo de los sistemas de comunicaciones de banda ancha trajo consigo la necesidad de los generadores de frecuencia de barrido de banda ancha de alta frecuencia.

El desarrollo del diodo de estado sólido de capacitancia variable hizo aún más por el desarrollo de los generadores de frecuencia de barrido que ningún otro dispositivo electrónico. Este diodo establece el método para sintonizar electrónicamente un oscilador y hace del generador de barrido un instrumento muy valioso.

La figura 8-16 muestra el diagrama de bloques de un generador de barrido básico. La semejanza con el generador de frecuencia única es evidente, sin embargo, el oscilador del generador de barrido se puede sintonizar electrónicamente, y se incluye un generador de voltaje de barrido con el generador para proporcionar el barrido en frecuencia.

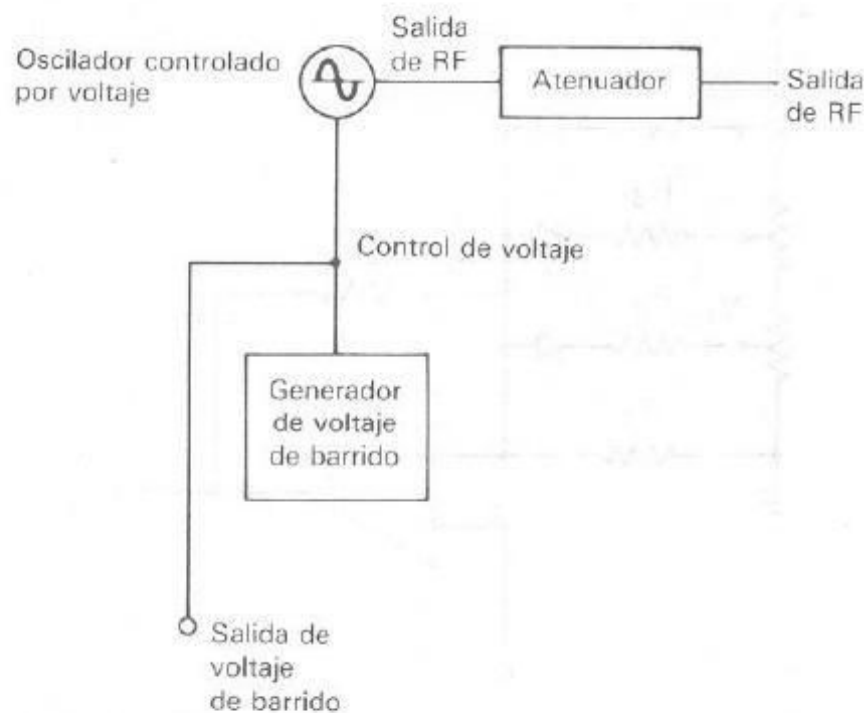


Figura 8-16. Ejemplo de un generador de señales básico con oscilador de barrido.

Ya que la relación entre el voltaje de barrido y la frecuencia del oscilador no es lineal, se proporciona un circuito de compensación entre el voltaje de la frecuencia de barrido y el voltaje de sintonía del oscilador. La cantidad requerida de no linealidad, y en consecuencia la cantidad de corrección, depende del tipo de oscilador utilizado y del rango de frecuencias cubierto por el oscilador. Mientras más estrecho sea el rango de frecuencias del barrido, más lineal será la relación voltaje-frecuencia. Por lo general hay un límite de 2 a 1 de la frecuencia máxima-mínima de cualquier oscilador de barrido. Muchos sistemas modernos, como los utilizados para la transmisión de televisión por cable o satélite, tienen anchos de banda cercanos a cientos de megahertz y requieren técnicas de barrido para la solución de problemas.

Un circuito de *linearización* se ilustra en la figura 8-17. Como con la mayoría de los linearizadores, las características de transferencia se ajustan para adecuar el oscilador. La transferencia no lineal se genera por medio de la aproximación lineal por pasos. Las pendientes lineales, donde la pendiente y el punto de ruptura se ajustan mediante resistencias en el circuito, proporcionan una aproximación a la función de transferencia deseada. Como ejemplo, la ganancia del circuito mostrado está en función de la resistencia de realimentación R_f y la resistencia neta de R_1 hasta R_4 . El divisor de voltaje ajustable está construido de resistencias considerablemente más pequeñas que R_f o R_1 hasta R_4 . La ganancia del amplificador principalmente es una función de los valores de R_f y R_1 hasta R_4 . Cuando el voltaje de entrada del barrido es bajo, ningún diodo conduce y la ganancia del circuito amplificador operacional es $(R_f/R_1) + 1$. Cuando el voltaje de barrido se aproxima a V_1 , el primer diodo conduce y se incrementa la ganancia del amplificador a $(R_f/R_a) + 1$, donde R_a es la combinación de R_1 y R_2 en paralelo. Cuando el voltaje de barrido alcanza V_2 , se incrementa de nuevo la ganancia a $(R_f/R_b) + 1$, donde R_b es la combinación en paralelo de R_1 , R_2 y R_3 . Cuando el voltaje de barrido alcanza V_3 , se incrementa la ganancia una tercera vez a $(R_f/R_c) + 1$, donde R_c es la combinación de R_1 hasta R_4 en paralelo. El resultado neto es una relación no lineal hecha de segmentos de recta (fig. 8-18).

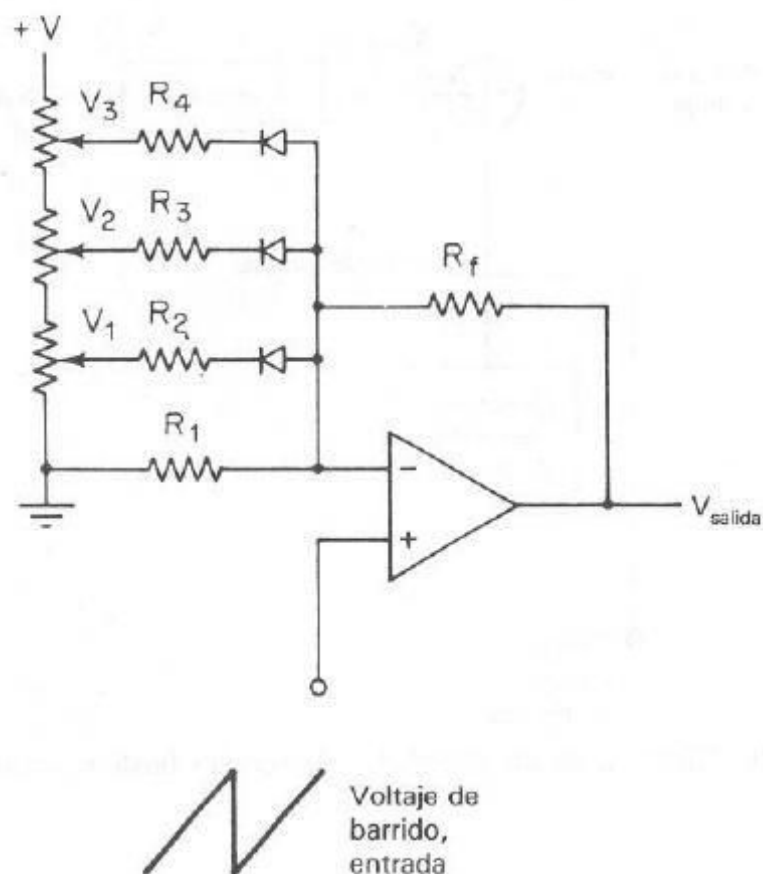


Figura 8-17. Circuito de linearización para un generador de barrido.

La generación de señales de barrido de banda ancha se realiza mediante la mezcla de osciladores de frecuencia fija con un oscilador de barrido a una frecuencia bastante arriba de la banda de frecuencias que se va a generar. Para permanecer abajo de la relación 2 a 1 para el oscilador de barrido, la frecuencia de operación del oscilador de barrido debe estar arriba del más amplio ancho de barrido. La figura 8-19 ejemplifica un generador de barrido moderno. En este ejemplo se genera una señal de 0 a

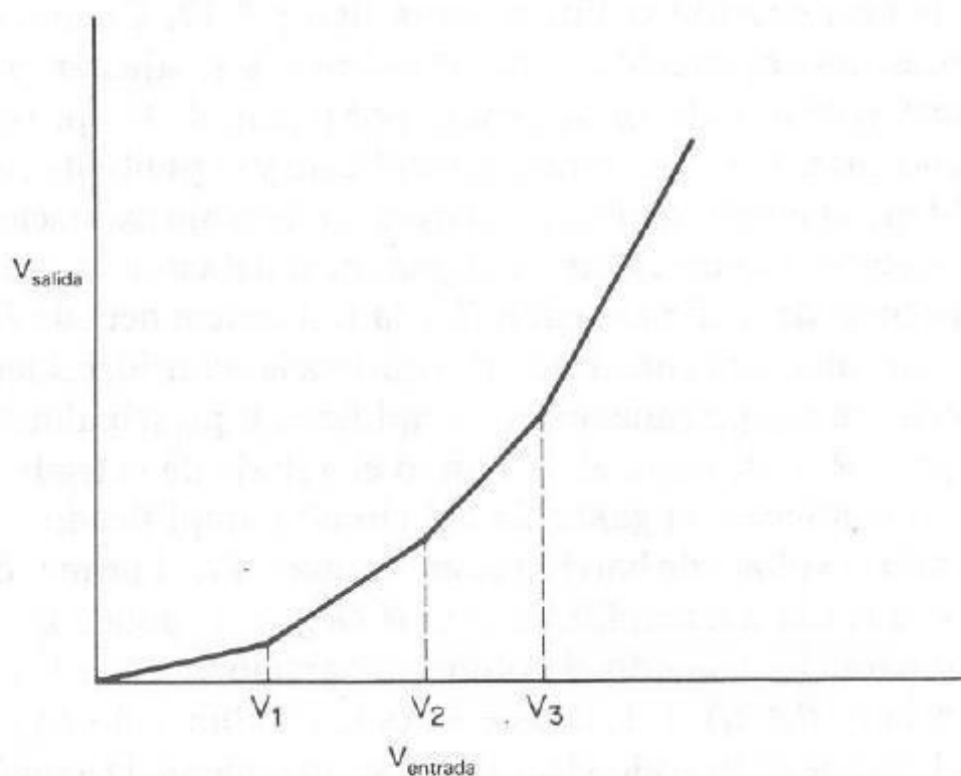


Figura 8-18. Función de transferencia de un circuito de linearización como el de la figura 8-17.

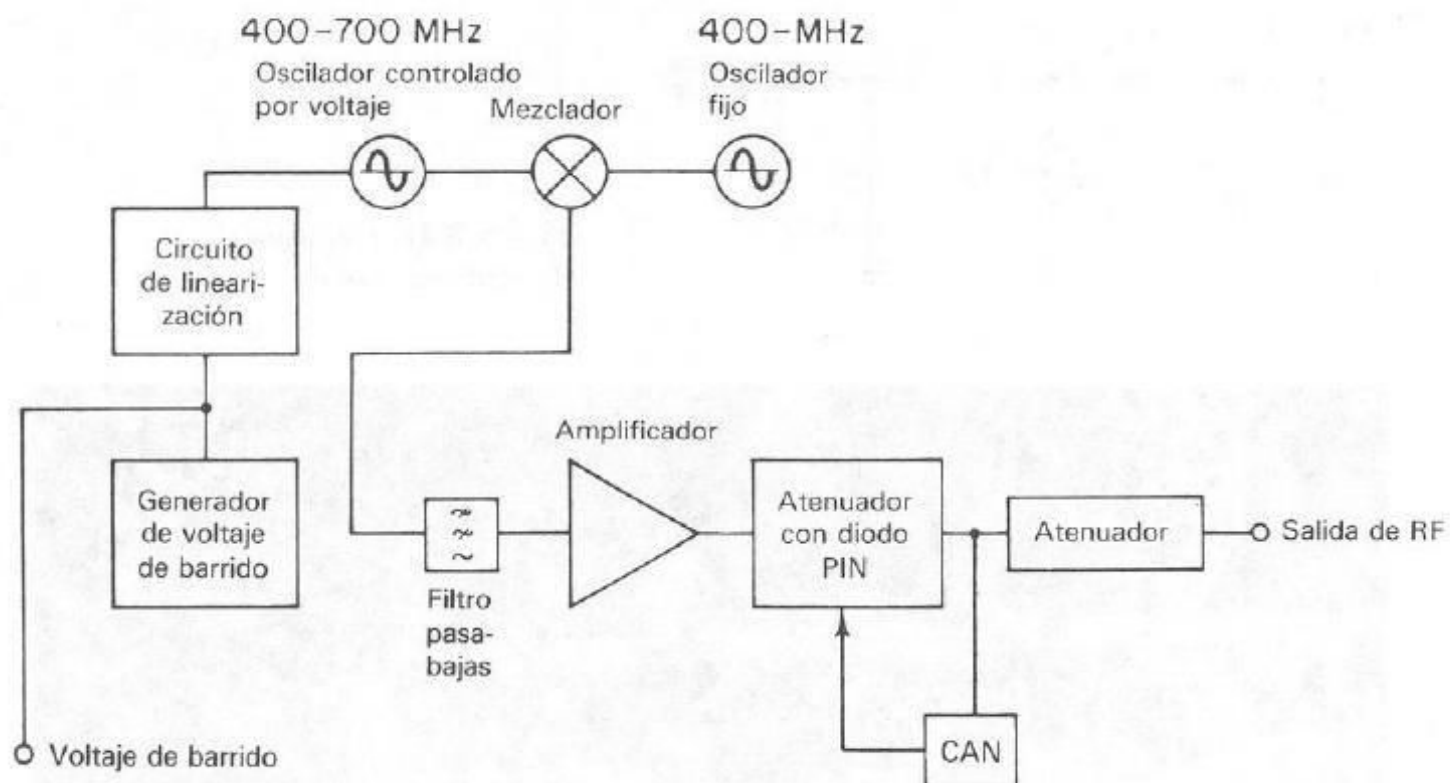


Figura 8-19. Generador de barrido de banda ancha.

300 MHz al mezclar un oscilador de 400 a 700 MHz con un oscilador de 400 MHz fijo. El rango de frecuencias de salida cubre desde literalmente cero hasta 300 MHz, en tanto que la relación de las frecuencias máxima/mínima del oscilador de barrido es menor que dos.

Un generador de barrido de banda ancha debe tener algún tipo de circuito de ajuste automático de la amplitud (fig. 8-19). No es posible mezclar dos señales a varios cientos de megahertz, filtrar la diferencia, amplificar el resultado y mantener la amplitud resultante en pocos decibeles. El control automático de nivel utilizado en el generador de barrido de banda ancha es semejante al descrito antes, excepto que el sistema debe operar sobre un gran espacio de frecuencias.

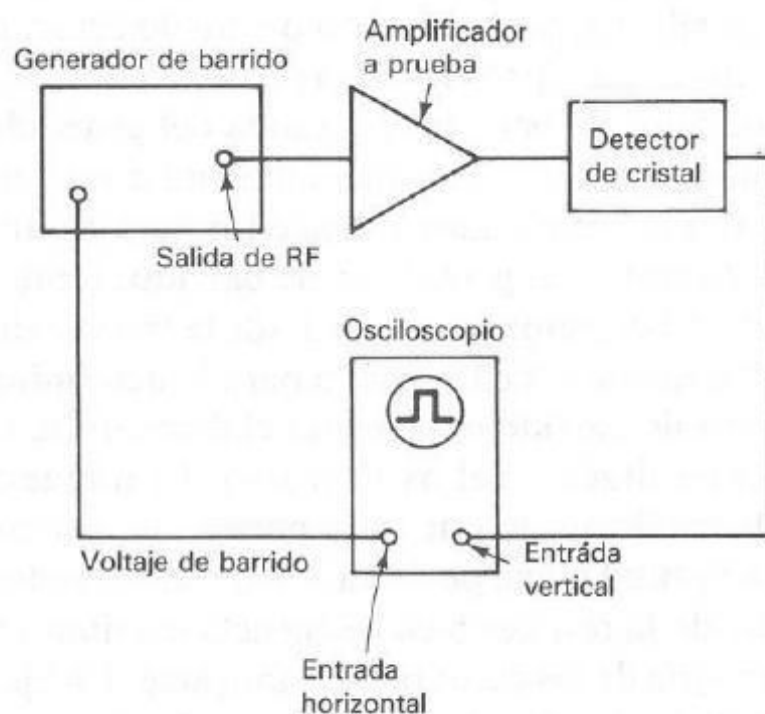


Figura 8-20. Configuración típica de equipo de prueba para medir la respuesta en frecuencia de un amplificador.

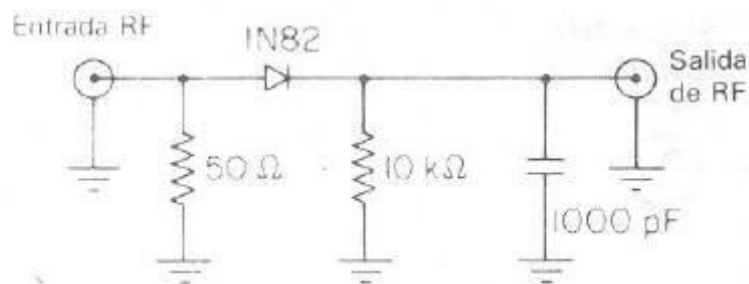


Figura 8-21. Esquema de un detector de cristal.

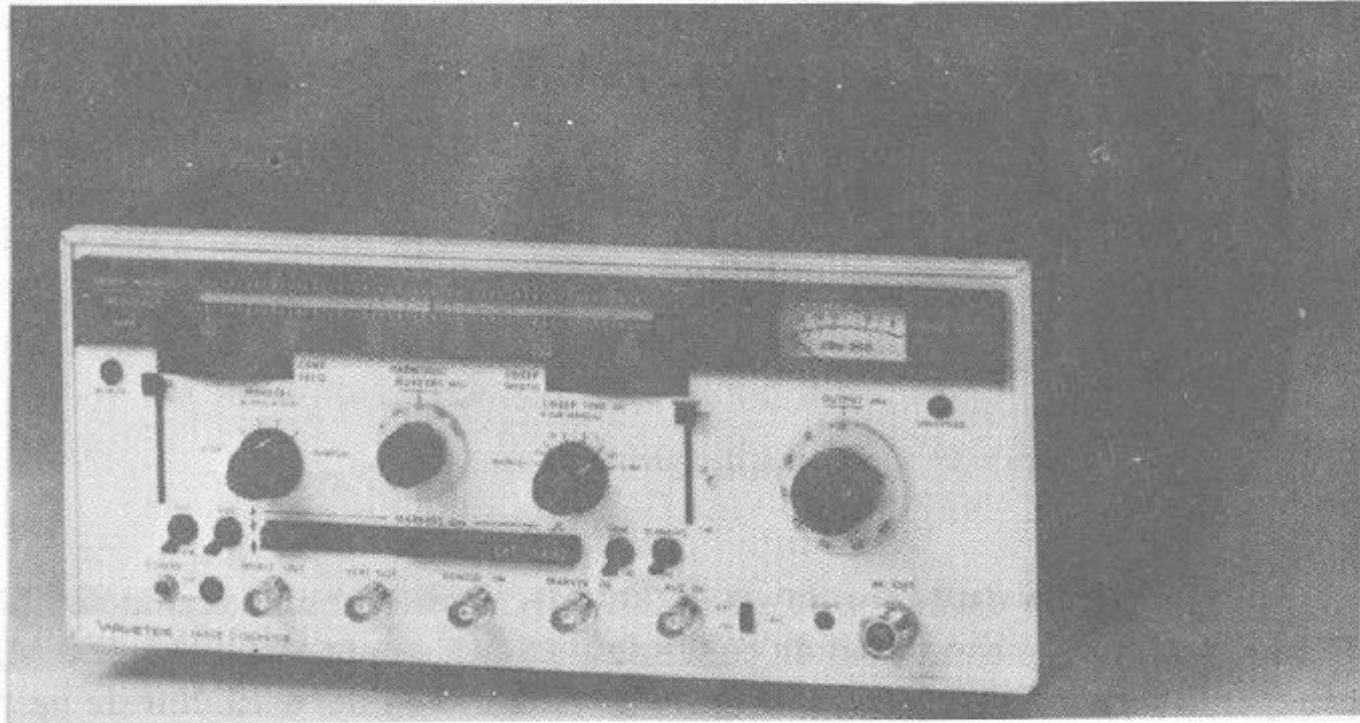


Figura 8-22. Generador de barrido de banda ancha. (Cortesía de Wavetek RF Products, Inc.)

El generador de barrido generalmente se utiliza para determinar la respuesta en frecuencia de amplificadores u otros sistemas y normalmente no se utiliza para simular señales en operación normal. Para determinar la respuesta en frecuencia de un sistema se requieren dos dispositivos auxiliares, un osciloscopio y un detector. La figura 8-20 muestra una configuración típica para presentar la respuesta en frecuencia de un amplificador utilizando un generador de barrido. La salida del generador de barrido se alimenta a la entrada del amplificador y la salida alimenta a un detector de cristal. El detector de cristal es un diodo rectificador y capacitor para eliminar el voltaje de rizo rectificado (fig. 8-21). Como en el generador de barrido, también es necesario que la respuesta de frecuencia del detector sea plana desde la frecuencia más baja hasta la más alta al ser medida. Un método fácil y exacto para la determinación de la respuesta en frecuencia del sistema de barrido es conectar el detector de cristal al generador de barrido y presentar el resultado en el osciloscopio. Esto muestra la respuesta en frecuencia del sistema de medición, lo que sirve para cualquier corrección requerida por la carencia de una amplitud plana perfecta. En términos generales, en un buen sistema de medición de barrido la respuesta en frecuencia máxima a mínima es menor a 1 dB, lo que en la mayoría de los casos puede ignorarse. Un ejemplo de generadores de barrido de banda ancha se muestra en la figura 8-22.

8-7 GENERADORES DE PULSOS Y DE ONDA CUADRADA

Los generadores de pulsos y onda cuadrada se utilizan a menudo con un osciloscopio como dispositivo de medición. Las formas de onda obtenidas en el osciloscopio en la salida o en puntos específicos del sistema bajo prueba proporcionan información tanto cualitativa como cuantitativa acerca del sistema o dispositivo a prueba.

La diferencia fundamental entre un generador de pulsos y uno de onda cuadrada está en el *ciclo de trabajo*. El ciclo de trabajo se define como la relación entre el valor promedio del pulso en un ciclo y el valor pico del pulso. Puesto que el valor promedio y el valor pico se relacionan en forma inversa a sus tiempos de duración, el ciclo de trabajo se puede definir en términos del *ancho del pulso* y el *periodo o tiempo de repetición del pulso*.

$$\text{ciclo de trabajo} = \frac{\text{ancho del pulso}}{\text{periodo}}$$

Los *generadores de onda cuadrada* producen un voltaje de salida con tiempos iguales de voltajes altos y bajos de manera que el ciclo de trabajo es igual a 0.5 o al 50%. El ciclo de trabajo permanece en este valor aun cuando varíe la frecuencia de oscilación.

El ciclo de trabajo de un *generador de pulsos* puede variar; los pulsos de poca duración dan un ciclo de trabajo bajo y, por lo general, el generador de pulsos puede suministrar más potencia durante el periodo de voltaje alto que un generador de onda cuadrada. Los pulsos de corta duración reducen la disipación de potencia en el componente a prueba. A propósito, las mediciones de la ganancia del transistor se pueden efectuar con pulsos de corta duración que eviten el calentamiento de las uniones, o de esta forma se minimiza el efecto de la temperatura de la unión sobre la ganancia.

Los generadores de onda cuadrada se utilizan siempre que se desea investigar las características de baja frecuencia de un sistema; por ejemplo, para pruebas de sistemas de audio. Las ondas cuadradas son preferibles a los pulsos de corta duración si la respuesta transitoria de un sistema requiere algún tiempo para asentamiento.

8-7.1 Terminología y características de los pulsos

En la selección de un generador de pulsos o de onda cuadrada, la calidad del pulso es de principal importancia. Un pulso de prueba de alta calidad asegura que una degradación del pulso desplegado se pueda atribuir al circuito a prueba y no al instrumento de medición.

Las características pertinentes de un pulso se muestran en la figura 8-23. Las especificaciones que describen estas características normalmente figuran en el manual del instrumento o en las hojas de especificaciones del fabricante.

El tiempo requerido por el pulso para incrementarse desde el 10 hasta el 90% de su amplitud normal se llama *tiempo de levantamiento* (t_r). De igual forma, el tiempo requerido por el pulso para que disminuya del 90 al 10% de su máxima amplitud se llama *tiempo de caída* (t_f). En general, los tiempos de levantamiento y de caída deben ser significativamente más rápidos que el circuito o componente a prueba.

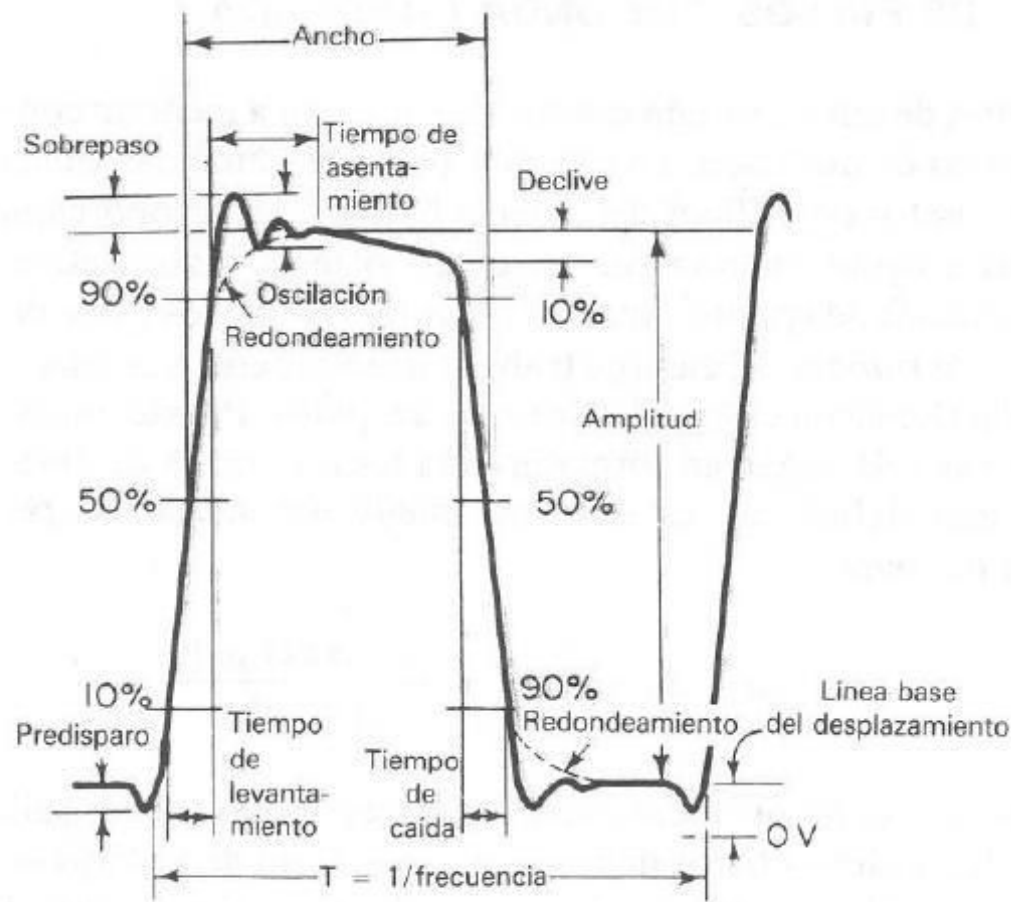


Figura 8-23. Características de un pulso.

Cuando la amplitud inicial de subida excede el valor correcto, ocurre un *sobrepaso*. El sobrepaso puede verse como una simple cresta o puede ocurrir una oscilación. Cuando la amplitud máxima del pulso no es constante sino disminuye despacio, se dice que el pulso tiene un *declive* o se *desploma*. Se debe conocer cualquier sobredisparo, oscilación o declive del pulso de prueba para evitar cualquier confusión con un fenómeno semejante causado por el circuito a prueba.

La *amplitud* máxima del pulso es de vital importancia, en especial si el circuito a prueba requiere una potencia de entrada apreciable, como sucede en las memorias de núcleo magnético. Al mismo tiempo, el rango de atenuación del instrumento debe ser adecuado para prevenir sobrealimentar al circuito de prueba, así como para simular condiciones reales de operación.

El rango del control de frecuencia o *velocidad de repetición del pulso* (PRR) es importante si el circuito a prueba nada más puede operar dentro de cierto rango de razón del pulso o si se necesita una variación de velocidad. Algunos de los generadores de pulsos más sofisticados producen razones de repetición hasta de 100 MHz para probar circuitos "rápidos"; otros tienen la característica de enviar una ráfaga de pulsos que permite obtener un tren de pulsos en lugar de una salida continua para verificar el sistema.

Algunos generadores de pulsos se pueden *disparar* mediante señales de disparo en forma, aplicadas externamente, semejante a la señal de disparo de los osciloscopios de laboratorio. De la misma manera, la salida del generador de pulsos o del de onda cuadrada se puede emplear para proporcionar pulsos de disparo a un circuito externo en operación. El circuito de disparo de salida del generador de pulsos permite que el pulso de disparo ocurra ya sea antes o después del pulso principal de salida.

La *impedancia de salida* del generador de pulsos es otra característica importante en los sistemas de pulsos rápidos. Esto se debe a que el generador, el cual tiene una impedancia de fuente acoplada al cable de conexión que absorbe reflexiones resultantes del desacoplamiento de impedancias en el circuito exterior. Sin este acoplamiento generador-cable las reflexiones se volverían a reflejar por el generador, con lo que se manifestarían pulsos espurios o perturbaciones en el pulso principal.

El acoplamiento de cd circuito de salida es necesario cuando se desea mantener los niveles de polarización de cd en el circuito a prueba, a pesar de las variaciones en el ancho del pulso, la amplitud o el PRR.

Los circuitos para la generación de pulsos se clasifican generalmente en dos categorías: *pasivos* o formadores de pulsos y *activos* o generadores de pulsos. En los circuitos pasivos, se emplea un oscilador de onda senoidal como generador básico y su salida pasa a través de un circuito formador de pulsos para obtener la forma de onda deseada. Al respecto, una onda cuadrada aproximada se obtiene amplificando primero una onda senoidal y recortándola después. Los generadores activos normalmente son del tipo de *relajación*. El oscilador de relajación utiliza la acción de carga y descarga de un capacitor para controlar la conducción de un tubo al vacío o de un transistor. Algunas formas comunes de osciladores de relajación son los multivibradores y los *osciladores de bloqueo*.

8-7.2 Multivibrador astable

El *multivibrador astable* o de *corrimiento libre* se usa ampliamente para la generación de pulsos. Puede producir ondas cuadradas o pulsos, según la selección de los componentes del circuito. En la figura 8-24 se muestra un multivibrador de corrimiento libre típico. En esencia, el circuito consiste en un amplificador de dos etapas con acoplamiento *RC*, con la salida del segundo estado (Q_2) acoplada a la entrada de la primera etapa (Q_1) por medio del capacitor C_1 . De igual forma, la salida de Q_1 se acopla mediante C_2 a la entrada de Q_2 . Puesto que el acoplamiento entre los dos transistores se toma desde los colectores, el circuito se conoce también como multivibrador astable *acoplado por colector*.

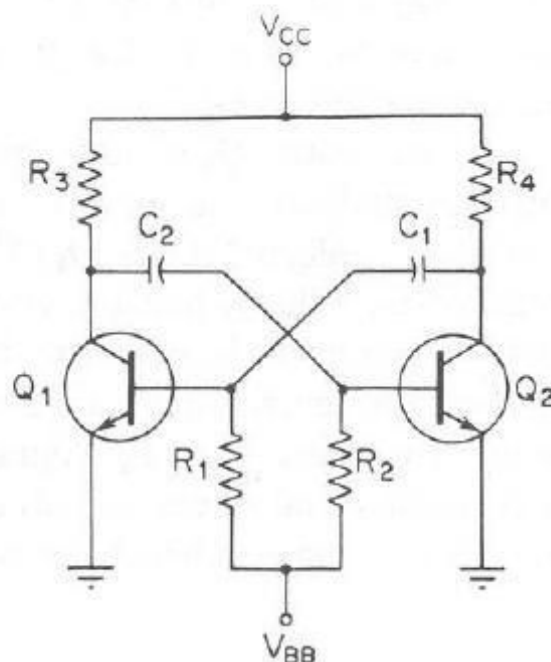


Figura 8-24. Multivibrador astable o de corrimiento libre.

Para el análisis cualitativo habitual del circuito se procede de la siguiente manera: Al aplicar energía al circuito, ambos transistores entran en conducción. Ya que existen pequeñas diferencias en sus características de operación, uno de los transistores conduce más que el otro. Esto inicia una serie de eventos. Supóngase que Q_1 conduce inicialmente más que Q_2 . Esto significa que el voltaje de colector de Q_1 (e_{c1}) cae más rápido que el voltaje del colector de Q_2 (e_{c2}). La disminución de e_{c1} se aplica a la red R_2C_2 , ya que C_2 no se puede cargar al instante, aparece un cambio en sentido negativo a través de R_2 . Esto disminuye la polarización directa en Q_2 , lo que a su vez disminuirá la corriente de colector de Q_2 (i_{c2}) y el voltaje del colector de Q_2 aumentará. Esta elevación del voltaje de colector de Q_2 se aplica vía la red R_1C_1 a la base de Q_1 , incrementando su polarización directa. Q_1 conduce aún más y su voltaje de colector cae con más rapidez. Este cambio en sentido negativo está acoplado a la base de Q_2 , lo que reduce aún más la corriente de colector. Todo el proceso es acumulativo hasta que Q_2 está en corte y Q_1 conduce por completo.

Con Q_2 en corto, su voltaje de colector es casi igual al voltaje de la fuente, V_{cc} y el capacitor C_1 se carga rápidamente a V_{cc} a través de la baja resistencia desde el emisor a la base del transistor en conducción Q_1 . Cuando la acción del circuito cambia de Q_1 a conducción completa, su potencial de colector baja a 0 V, ya que la carga de C_2 no puede cambiar de inmediato, la base de Q_2 está por lo menos a un potencial de $-V_{cc}$, llevando Q_2 aún más al corte.

La acción de conmutación empieza ahora. C_2 se empieza a descargar exponencialmente a través de R_2 . Cuando el voltaje de C_2 alcanza 0 V, C_2 intenta cargarse al valor de $+V_{BB}$, el voltaje de alimentación de la base. Pero tal efecto aplica una polarización directa en Q_2 y este transistor empieza a conducir. Tan pronto como Q_2 empieza a conducir su corriente de colector reduce el voltaje de colector e_{c2} . Este cambio en sentido negativo está acoplado a la base de Q_1 , el cual empieza a conducir menos, esto es, empieza a salir de saturación. Esta acción acumulada se repite hasta que Q_1 queda en corto y Q_2 conduce por completo. En este instante, el voltaje de colector de Q_1 alcanza el máximo valor de V_{cc} . El capacitor C_2 se carga al valor de V_{cc} y se completa un ciclo de operación.

La forma de onda que aparece en la base y en el colector de cada transistor son el resultado de una operación *balanceada* o *simétrica*: las constantes de tiempo R_1C_1 y R_2C_2 , los transistores y las fuentes de voltajes son idénticos. Los periodos de conducción y de no conducción tienen casi la misma duración. Las formas de ondas de cada transistor aparecen en el diagrama de la figura 8-25.

Supóngase que en el tiempo $t = 1$, el transistor Q_1 conduce por completo y el transistor Q_2 está en corto. Esto minimiza al voltaje de colector e_{c1} de Q_1 mínimo (prácticamente 0 V) y lleva al máximo el voltaje de colector e_{c2} de Q_2 (V_{cc}). El capacitor C_1 se carga a través de la resistencia emisor-base de Q_1 hacia el voltaje de la fuente V_{cc} y alcanza su carga con plena rapidez (resistencia base-emisor baja). Ya que e_{c1} es 0 V, el capacitor C_2 empieza a cargarse exponencialmente a través de R_2 hasta el voltaje de la fuente de la base V_{BB} con una constante de tiempo igual a R_2C_2 . Puesto que la parte inicial de la curva de carga exponencial es casi lineal, el incremento de voltaje de la base de Q_2 (e_{b2}) está indicado por una pendiente lineal en la gráfica de la figura 8-25.

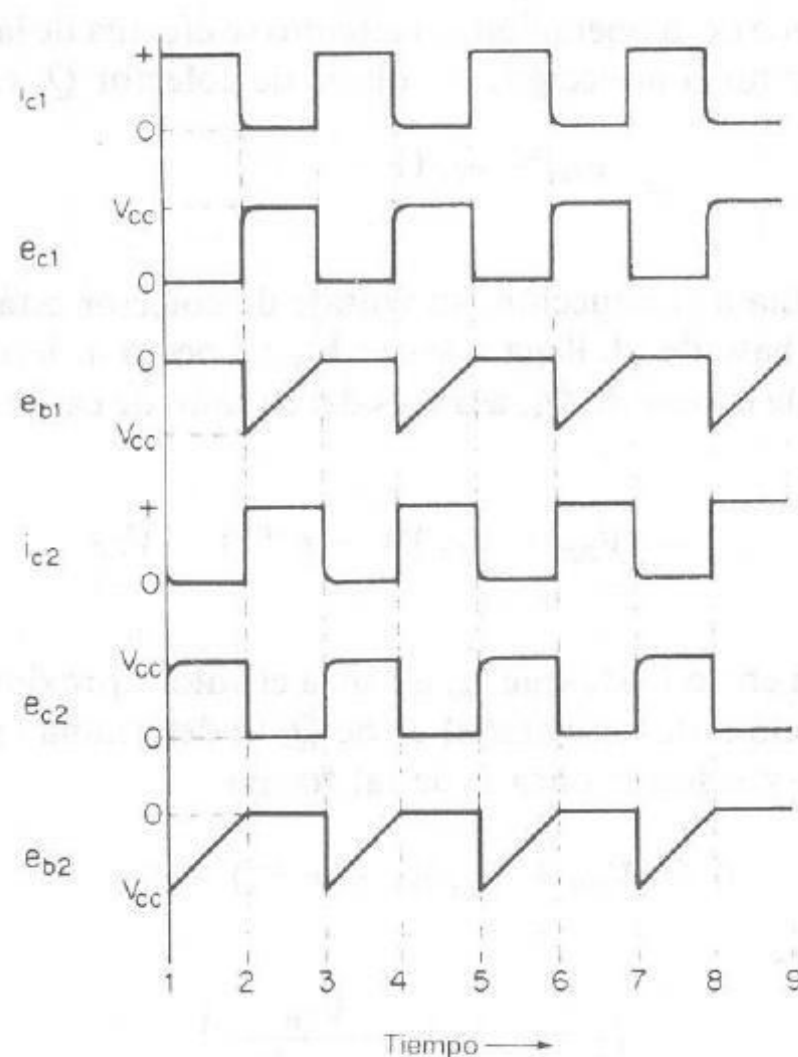


Figura 8-25. Formas de onda para el multivibrador astable de la figura 8-24.

En el tiempo $t = 2$, e_{c2} alcanza un valor alrededor de 0 V, colocando una polarización directa en la base de Q_2 la cual inicia la conducción. En poco tiempo, la corriente del colector de Q_2 alcanza al máximo y el voltaje del colector e_{c2} cae a 0 V. Cuando Q_2 comienza a drenar corriente, la base de Q_1 se vuelve negativa y Q_1 va rápidamente hacia el corto. Su voltaje de colector, e_{c1} , alcanza el valor de V_{cc} y la corriente de colector i_{c1} se vuelve cero. En una pequeña fracción del tiempo de conducción total de Q_2 , el capacitor C_2 se carga por completo al valor V_{cc} a través de la baja resistencia emisor-base de Q_2 .

Entre los tiempos $t = 2$ y $t = 3$, el transistor Q_1 está en corto, y su corriente y voltaje de colector permanecen constantes. De manera semejante, el voltaje y corriente del colector de Q_2 permanecen constantes. Únicamente el capacitor C_1 se carga y el voltaje de base e_{b1} de Q_1 se eleva exponencialmente hacia V_{BB} . En el tiempo $t = 3$, el voltaje de base de Q_1 excede el valor de corte (alrededor de 0 V) y Q_1 comienza a conducir de nuevo. Un ciclo completo de operación de $t = 1$ a $t = 3$ depende del tiempo requerido para que el voltaje de base del transistor en corto alcance el valor del voltaje de polarización directa. Este tiempo depende de dos puntos: magnitud del voltaje inverso ($-V_{cc}$) y la constante de tiempo del circuito de carga del capacitor involucrado, por lo general, R_1C_1 o R_2C_2 .

El análisis *analítico* de la operación del circuito se efectúa de la siguiente manera: durante el periodo de no conducción, el voltaje de colector Q_1 es igual a

$$e_{c1} = V_{CC}(1 - e^{-t/\tau_3}) \quad (8-15)$$

donde $\tau_3 = R_3C_2$.

Cuando Q_1 cambia a conducción, su voltaje de colector está a un potencial de tierra y el voltaje de base de Q_2 llega a ser $-V_{CC}$ respecto a tierra. La subsecuente elevación del voltaje de la base de Q_2 , a través del circuito de carga R_2C_2 , está descrita por

$$e_{b2} = (V_{BB} + V_{CC})(1 - e^{-t/\tau_2}) - V_{CC} \quad (8-16)$$

donde $\tau_2 = R_2C_2$.

Q_2 permanece en corto hasta que e_{b2} alcanza el valor aproximado de 0 V y el intervalo de no conducción (desactivación) T_2 de Q_2 se determina igualando e_{b2} a cero en la ecuación (8-16) y resolver para t , de tal forma

$$0 = (V_{BB} + V_{CC})(1 - e^{-t/\tau_2}) - V_{CC} \quad (8-17)$$

y

$$T_2 = \tau_2 \ln \left(\frac{V_{BB}}{V_{BB} + V_{CC}} \right) \quad (8-18)$$

Asimismo, cuando Q_2 está desactivado y Q_1 está en reposo, el voltaje de colector de Q_2 está dado por

$$e_{c2} = V_{CC}(1 - e^{-t/\tau_4}) \quad (8-19)$$

donde $\tau_4 = R_4C_1$.

Cuando Q_2 pasa a conducir, su voltaje de colector baja a 0 V y el voltaje de base de Q_1 está dado por

$$e_{b1} = (V_{BB} + V_{CC})(1 - e^{-t/\tau_1}) \quad (8-20)$$

donde $\tau_1 = R_1C_1$.

Al resolver para el intervalo de *no conducción* T_1 de Q_1 igualando e_{b1} a cero en la ecuación (8-20), se obtiene

$$0 = (V_{BB} + V_{CC})(1 - e^{-t/\tau_1}) - V_{CC} \quad (8-21)$$

y

$$T_1 = \tau_1 \ln \left(\frac{V_{BB}}{V_{BB} + V_{CC}} \right) \quad (8-22)$$

El periodo total de oscilación está dado por

$$T = T_1 + T_2 \quad (8-23)$$

En el caso de operación *simétrica*, cuando las constantes de tiempo R_1C_1 y R_2C_2 son iguales, la forma de onda es una onda cuadrada simétrica. Haciendo la constante de tiempo R_1C_1 más grande que la constante de tiempo R_2C_2 , la onda de salida se vuelve un tren de pulsos debido a que el tiempo de *no conducción* de Q_1 es mayor que el tiempo de *no conducción* de Q_2 .

8-7.3 Generador de pulsos y de onda cuadrada de laboratorio

La figura 8-26 muestra el diagrama de bloques de un generador típico de propósito general que proporciona pulsos negativos de frecuencia, ciclo de trabajo y amplitud variables. El rango de frecuencia del instrumento se cubre en pasos de siete décadas desde 1 Hz hasta 10 MHz, con un selector fino calibrado linealmente para ajuste continuo sobre todos los rangos. El ciclo de trabajo se puede variar entre el 25 y el 75%. Se dispone de dos salidas independientes: una fuente de 50Ω que suministra pulsos con tiempos de elevación y de caída de a 5 ns a 5 V de amplitud pico, y una fuente de 600Ω que suministra pulsos con tiempos de elevación y caída de 70 ns a una amplitud pico de 30 V. El instrumento se opera como un generador de corrimiento libre o se sincroniza con señales externas. También están disponibles pulsos de salida de disparo para la sincronización de circuitos externos.

El circuito básico de generación (fig. 8-27) consta de dos fuentes de corriente, el capacitor de rampa, el circuito disparador de Schmitt y el circuito de conmutación de corriente (indicado por un simple interruptor). Las dos fuentes de corriente proporcionan una corriente constante para la carga y descarga del capacitor de rampa. La relación de estas dos corrientes la determina el ajuste del control de *simetría*, el cual fija el ciclo de trabajo de la onda de salida. El selector fino (dial) de *frecuencia* controla la suma de las dos corrientes de las fuentes mediante voltajes de control aplicados a las bases de los transistores de control de corriente en los generadores de corriente. El tamaño del capacitor de rampa se selecciona por medio del control de *multiplicación*. Estos dos últimos controles proporcionan una selección por décadas y un control vertical de la frecuencia de salida.

La fuente de corriente *superior* aplica una corriente constante al condensador de rampa, cargándolo a una velocidad constante y el voltaje de la rampa se incrementa linealmente. Cuando la pendiente positiva del voltaje de la rampa alcanza el límite superior establecido según los componentes internos del circuito el disparador Schmitt (un multivibrador biestable) cambia de estado. La salida del circuito disparador va negativa, invierte la condición del interruptor de control de corriente e inicia la descarga del capacitor. La velocidad de descarga es lineal, controlada por la fuente de corriente *inferior*. Cuando la rampa negativa alcanza el nivel inferior preestablecido, el disparador Schmitt regresa a su estado original. Este proporciona ahora una salida positiva en el circuito de disparo que invierte de nuevo la condición en el interruptor de corriente; corta la fuente de corriente inferior y cambia hacia la fuente de corriente superior. En este momento se completa un ciclo de operación. El proceso completo es repetitivo y el circuito disparador Schmitt proporciona pulsos negativos a una velocidad continua.

La salida del circuito Schmitt se pasa al circuito de salida de disparo y a los amplificadores de 50Ω y 600Ω. El circuito de salida de disparo deriva la salida de onda cuadrada del disparador Schmitt, invierte el pulso resultante y proporciona un pulso

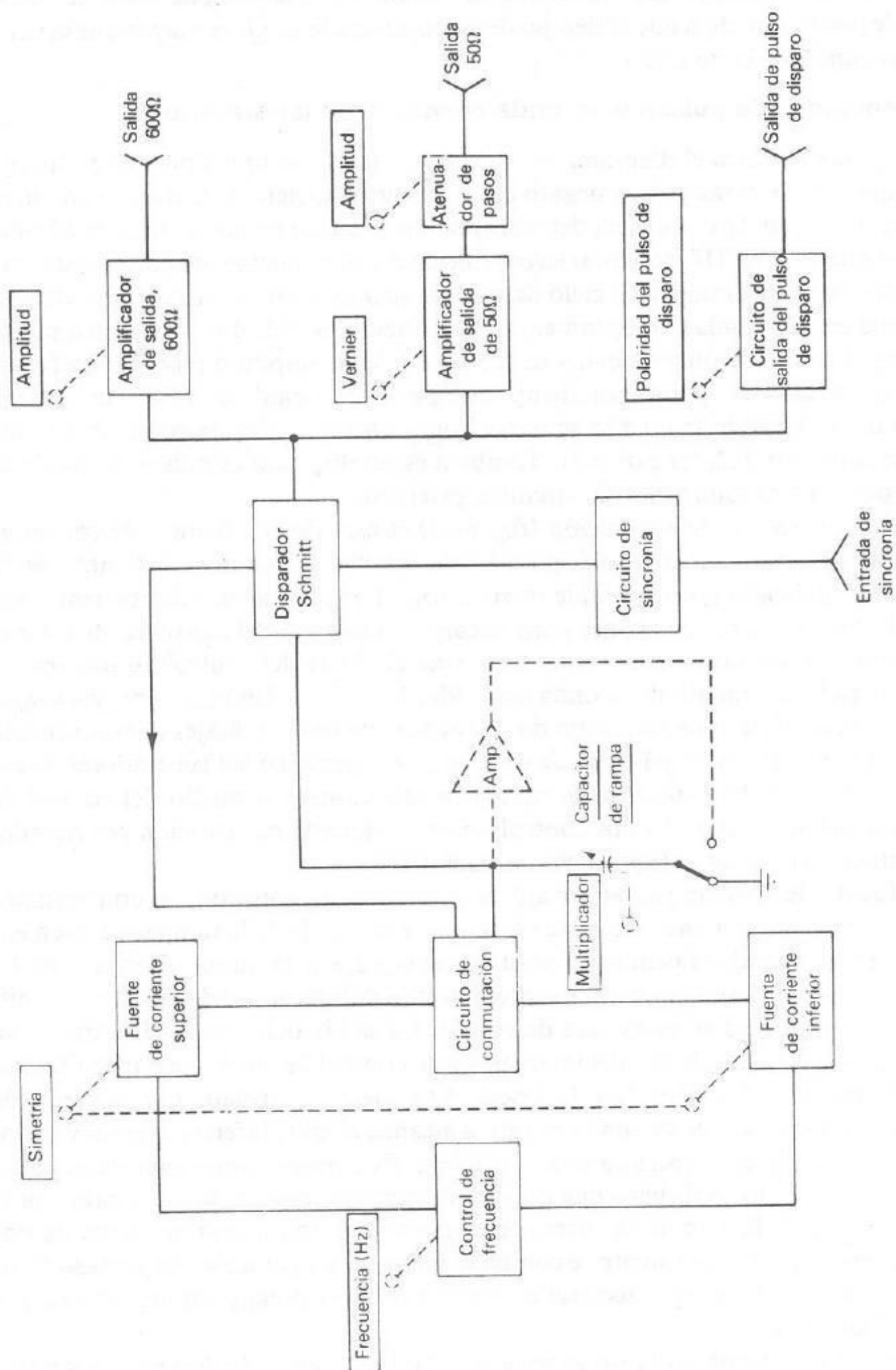


Figura 8-26. Diagrama de bloques de un generador de pulsos.

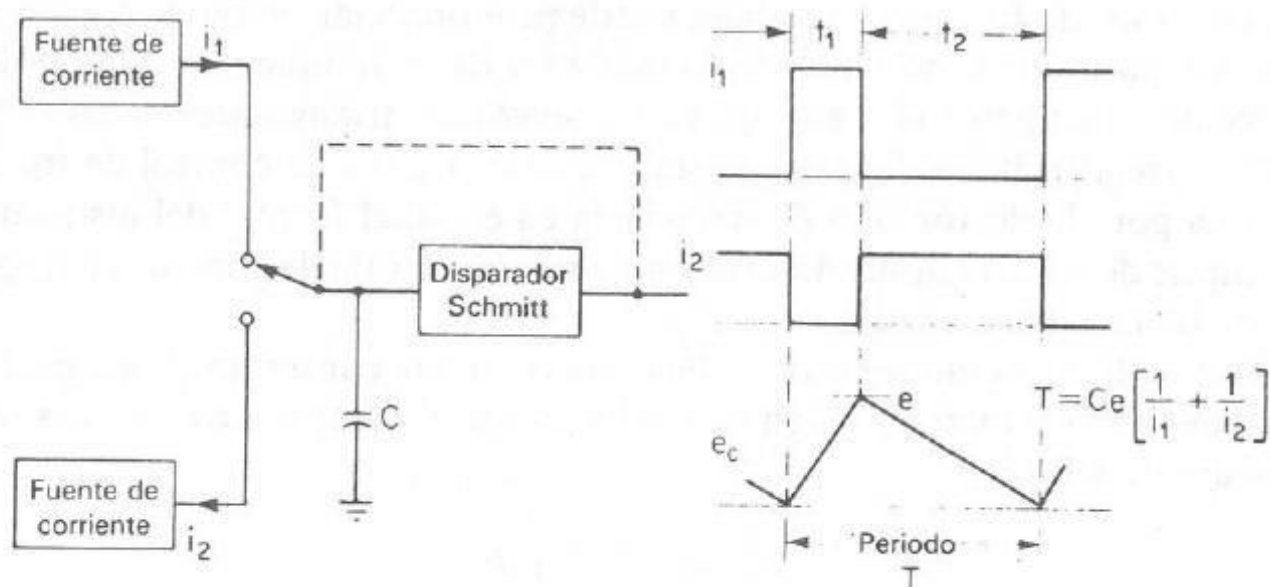


Figura 8-27. Operación simplificada de la fuente de corriente. (Cortesía de Hewlett-Packard Company.)

positivo de disparo. El amplificador de 50Ω tiene un atenuador en la salida que permite un control de vernier de la señal de voltaje de salida. Además de su modo de operación de corrimiento libre, es factible sincronizar o sujetar el generador o detener a una señal externa. Esto se logra disparando el circuito Schmitt por medio de un pulso externo de sincronía.

La unidad se energiza mediante una fuente interna que proporciona voltajes regulados para todos los estados de operación del instrumento.

8-8 GENERADOR DE FUNCIONES

Un generador de funciones es un instrumento versátil que genera diferentes formas de ondas cuyas frecuencias son ajustables en un amplio rango. Las salidas más frecuentes son ondas senoidales, triangulares, cuadradas y diente de sierra. Las frecuencias de estas ondas pueden ser ajustadas desde una fracción de hertz hasta varios cientos de kilohertz.

Las diferentes salidas del generador se pueden obtener al mismo tiempo. Por ejemplo, proporcionando una onda cuadrada para medir la linealidad de un sistema de audio, la salida en diente de sierra simultánea se puede usar para alimentar el amplificador de deflexión horizontal de un osciloscopio, con lo que se obtiene la exhibición visual de los resultados de las mediciones. La capacidad de un generador de funciones de *fixar la fase* de una fuente externa de señal es otra de las características importantes y útiles. Un generador de funciones puede fijar la fase de un segundo generador de funciones, con lo que se puede desplazar en fase las dos señales de salida con un ajuste común. Además, es posible fijar la fase de un generador de funciones con una armónica de una onda senoidal del otro generador. Mediante el ajuste de fase y amplitud de las armónicas permite generar casi cualquier onda obteniendo la suma de la frecuencia fundamental generada por un generador de funciones de los instrumentos y la armónica generada por el otro. El generador de funciones también se puede fijar en fase a una frecuencia estándar, con lo que todas las ondas de salida generadas tendrán la exactitud y estabilidad en frecuencia de la fuente estándar.

El generador de funciones también puede proporcionar ondas a muy bajas frecuencias. Ya que la frecuencia baja de un oscilador RC es limitada, la figura 8-28 ilustra otra técnica. Este generador entrega ondas senoidales triangulares y cuadradas con un rango de frecuencias de 0.01 Hz hasta 100 kHz. La red de control de frecuencia está dirigida por el selector fino de frecuencia en el panel frontal del instrumento o por un voltaje de control aplicado externamente. El voltaje de control de frecuencia regula dos fuentes de corriente.

La fuente de corriente *superior* aplica una corriente constante al integrador, cuyo voltaje de salida se incrementa en forma lineal con el tiempo. La conocida relación da el voltaje de salida.

$$e_{\text{sal}} = -\frac{1}{C} \int i \, dt$$

Un incremento o decremento de la corriente aplicada por la fuente de corriente superior aumenta o disminuye la pendiente del voltaje de salida. El multivibrador comparador de voltaje cambia de estado a un nivel predeterminado sobre la pendiente positiva del voltaje de salida del integrador. Este cambio de estado desactiva la fuente de corriente superior y activa la fuente *inferior*.

Dicha fuente aplica una corriente distinta inversa al integrador, de modo que la salida disminuya linealmente con el tiempo. Cuando el voltaje de salida alcanza un nivel predeterminado en la pendiente negativa de la onda de salida, el comparador de voltaje cambia de nuevo, desactiva la fuente de corriente inferior y activa al mismo tiempo la fuente superior.

El voltaje a la salida del integrador tiene una forma de onda triangular cuya frecuencia está determinada por la magnitud de la corriente aplicada por las fuentes de corriente constante. El comparador entrega un voltaje de salida de onda cuadrada de la misma frecuencia. La tercera onda de salida se deriva de la onda triangular, la cual es sintetizada en onda senoidal por una red de diodos y resistencias. En este circuito la pendiente de la onda triangular se altera a medida que su amplitud cambia resultando una onda senoidal con menos del 1% de distorsión.

Los circuitos de salida del generador de funciones consiste de dos amplificadores que proporcionen dos salidas simultáneas seleccionadas individualmente de cualquiera de las formas de onda.

8-9 GENERACION DE SEÑALES DE AUDIOFRECUENCIA

Los generadores de señales de audiofrecuencia comparten muchas de las características de sus contrapartes de altas frecuencias, con escasas diferencias notables. Primero, y quizá la más significativa, el generador de señales de audiofrecuencia no incluye un oscilador controlado por circuitos sintonizados LC , sino uno de corrimiento de fase controlado mediante una red resistor-capacitor, RC .

Los requisitos de un oscilador de audio RC son idénticos a los de un oscilador LC y se muestra en la figura 8-2. El oscilador puente de Wien produce ondas senoidales limpias utilizando una red RC para realimentación. La figura 8-29 muestra una red realimentada de puente de Wien y un amplificador conectado como oscilador pa-

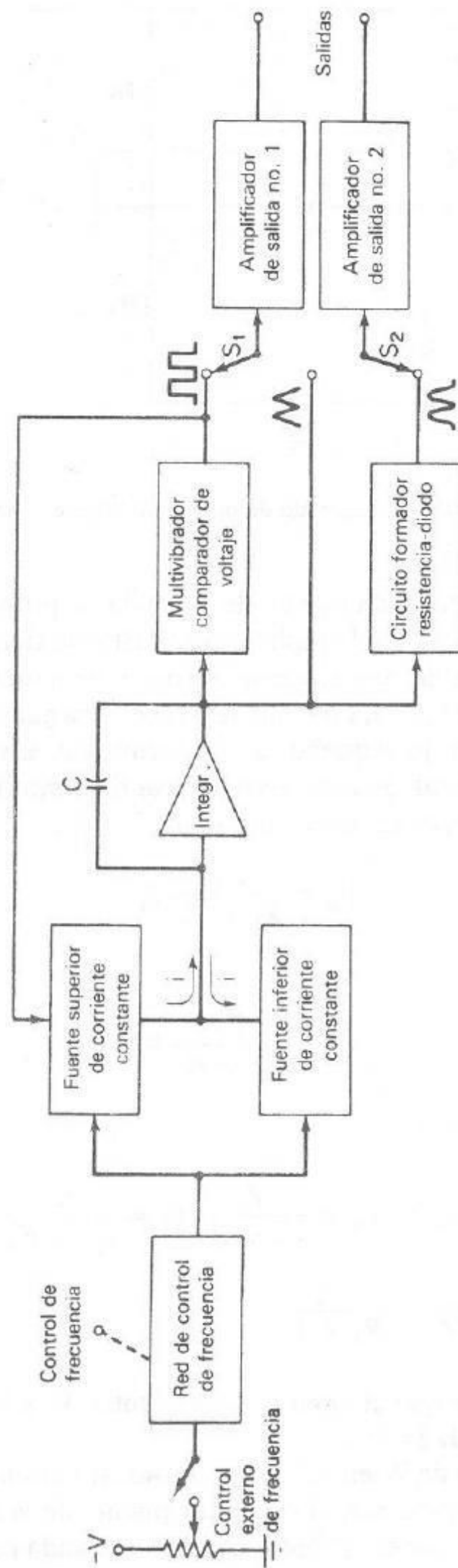


Figura 8-28. Elementos básicos de un generador de funciones.

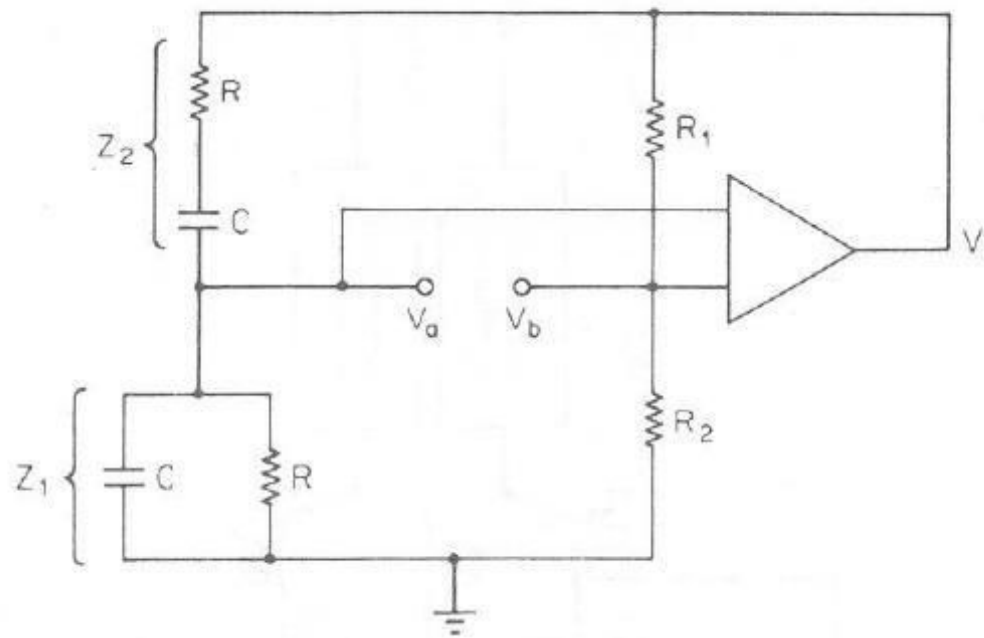


Figura 8-29. Red de realimentado de puente de Wien con amplificador.

ra determinar a que frecuencia del puente de Wien ha de proporcionar el circuito requerido para la oscilación ya que el amplificador ilustrado tiene una ganancia teórica infinita y la ganancia de malla para la oscilación debe ser la unidad, el voltaje del punto A al B ha de ser cero. De hecho, no es posible tener una ganancia infinita y el voltaje no será cero sino un voltaje pequeño, de tal forma que el voltaje entre A y B que multiplica la ganancia (deseablemente grande) real del amplificador es igual a 1. El voltaje en A respecto a tierra se representa con

$$V_a = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} V_i \quad (8-24)$$

Por otro lado

$$V_b = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i \quad (8-25)$$

Ya que V_a y V_b son iguales

$$V_a = V_b = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} V_i = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i \quad (8-26)$$

$$\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

También se puede mostrar que el ángulo de fase entre V_a y la salida es cero grados a una frecuencia de $f_0 = 1/2\pi RC$.

El oscilador de puente de Wien se puede sintonizar variando la resistencia, la capacitancia o ambas. En la práctica, el oscilador puente de Wien se sintoniza con un capacitor variable en tanto que el oscilador cambia de banda por medio de la resistencia. Para cubrir el extremo inferior de la banda de audiofrecuencia con un oscilador RC sintonizado, la resistencia ha de ser grande para que se utilice un capacitor convencional variable.

El oscilador de puente de Wien generalmente es la parte principal de un generador de audio de propósito general con una estabilidad razonable y una exactitud del selector fino de un porcentaje bajo. Por lo general la distorsión armónica se mantiene a menos de unas décimas de porcentaje.

BIBLIOGRAFIA

- 8-1. Hayward, W. H., *Introduction to Radio Frequency Design*, chap. 7. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1982.
- 8-2. Krauss, Herbert L., Bostian, Charles W., and Raab, Frederick H., *Solid State Radio Engineering*, chaps. 5 and 6. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1980.
- 8-3. Lenk, John D., *Handbook of Practical Electronic Circuits*, chap. 4. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1982.
- 8-4. Manassewitsch, Vadim, *Frequency Synthesizers, Theory and Design*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1980.
- 8-5. Prensky, Sol D., and Castellucis, Richard L., *Electronic Instrumentation*, 3rd. ed., chap. 11. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1982.

PROBLEMAS

- 8-1. ¿Cuál es la relación entre la frecuencia más alta y la más baja de un oscilador si se utiliza un capacitor variable de 50 a 350 pF en el circuito sintonizado?
- 8-2. ¿Cuántos inductores se requieren y qué valor deben tener para usarse con el oscilador descrito en el problema 8-1 a fin de cubrir el rango de frecuencias de 1 a 30 MHz? Los rangos de sintonización permiten algunos traslapes.
- 8-3. Efectúense las siguientes conversiones: +5 dBw a dBm; -60 dBw a dBm; +56 dBm a dBw; +13 dBm a volts; 2 W a dBw; 1 V a dBw; -120 dBm a 9 volts.
- 8-4. ¿Cuánta potencia disipa un atenuador de 50 Ω y 6-dB, si se alimenta de un generador de 50 Ω con 10 W y se termina con 50 Ω ? ¿Cuánta potencia se transmite a la carga?
- 8-5. ¿Cuáles son los valores del resistor requerido para un atenuador de 50 Ω y 10 dB?
- 8-6. Con las técnicas expuestas en este capítulo, determínese la fórmula para obtener los valores del resistor para el circuito T de la figura P8-6.

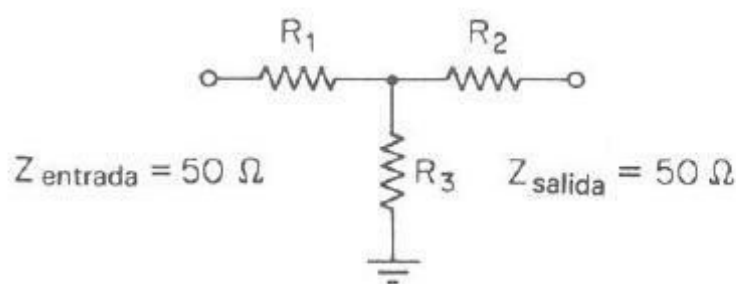


Figura P8-6

- 8-7. ¿Cuánta atenuación se debe obtener de un atenuador tipo pistón si el diámetro del cilindro es de 2 cm y la distancia entre los circuitos es de 5 cm?
- 8-8. ¿Un diodo PIN puede ser un atenuador adecuado a audiofrecuencias? ¿Por qué?
- 8-9. ¿Qué se necesita para tener un aislamiento entre la salida del generador de señal y el oscilador en un generador de señal básico? ¿En qué forma se puede realizar esto?

- 8-10.** ¿Por qué se coloca un atenuador fijo entre el atenuador pistón y el oscilador de un generador de señal?
- 8-11.** ¿Cuál es la frecuencia de referencia máxima de un circuito fijador de fase (PLL) que abarca un rango de frecuencia de 20 a 40 MHz en pasos de 10 kHz?
- 8-12.** ¿Cuáles son algunas de las ventajas de utilizar síntesis directa en lugar de síntesis indirecta?
- 8-13.** Sin utilizar el oscilador de barrido para abarcar más de una octava, ¿cuál es la frecuencia mínima del oscilador de barrido que se puede operar en un generador de barrido que abarca de 0 a 30 MHz?
- 8-14.** ¿Cuál es la frecuencia de resonancia de un circuito puente de Wien si sus resistencias son de 100 k Ω y los capacitores son de 0.1 μ F?

9

Análisis de señal

9-1 INTRODUCCION

En el capítulo anterior se presentaron los temas de pureza espectral, bandas laterales y distorsiones en relación con las salidas de los generadores de señal. En éste se descubren las herramientas que pueden evaluar tales distorsiones, se exponen bajo el tema de análisis de señal o análisis espectral.

El primer instrumento para medir cualquier clase de contenido espectral de señales fue el analizador de distorsión armónica, el cual se aplicó a señales de audiofrecuencia. En los primeros días de la electrónica, una de las tareas más importantes que fascinó a los ingenieros electrónicos, llamados radio ingenieros, fue el desarrollo de sistemas de entretenimiento y de radiocomunicaciones. La distorsión armónica de audiofrecuencia constituyó una parte importante, ya que se percibía con facilidad y molestaba al oyente. Los primeros analizadores de distorsión primarios medían la distorsión armónica total sin ningún indicador de cuál armónica era la causa. Analizadores más especializados, llamados analizadores de onda, pudieron separar las distorsiones armónicas de las no armónicas y evaluar cada una. Estos instrumentos fueron los verdaderos primeros analizadores de espectro.

2 ANALIZADORES DE ONDA

9-2.1 Analizador de onda de frecuencia selectiva

Un *analizador de onda* es un instrumento diseñado para medir las amplitudes relativas de los componentes de una sola frecuencia de forma de onda compleja o distorsionada. El instrumento actúa como un *voltímetro de frecuencia selectiva*, el cual se sintoniza a la frecuencia de una componente de la señal mientras que rechaza las demás componentes de la señal. Por lo general se usan dos configuraciones básicas del circuito. Para mediciones en el rango de audiofrecuencia (de 20 Hz a 20 kHz), el analizador tiene un filtro con una banda de paso muy angosta, que se puede sintonizar a la frecuencia del componente de interés. Un instrumento de este tipo se muestra en el diagrama de bloques de la figura 9-1a.

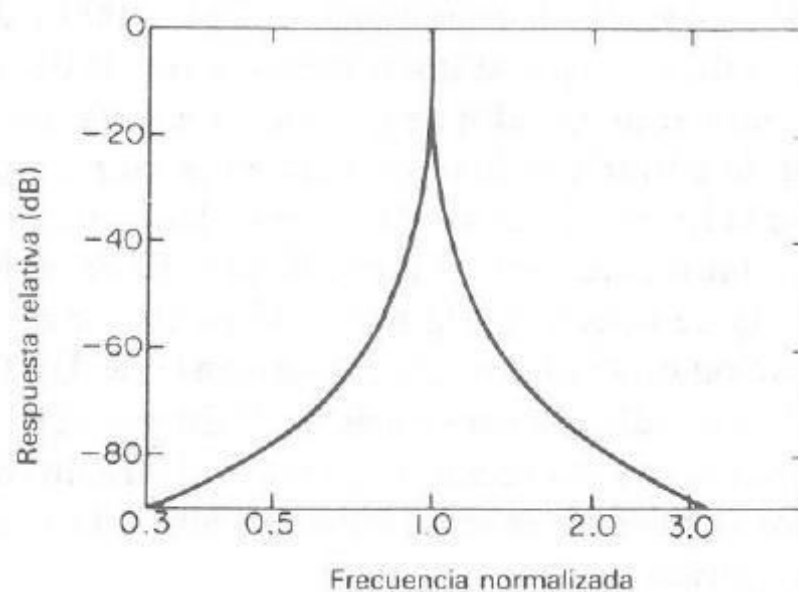
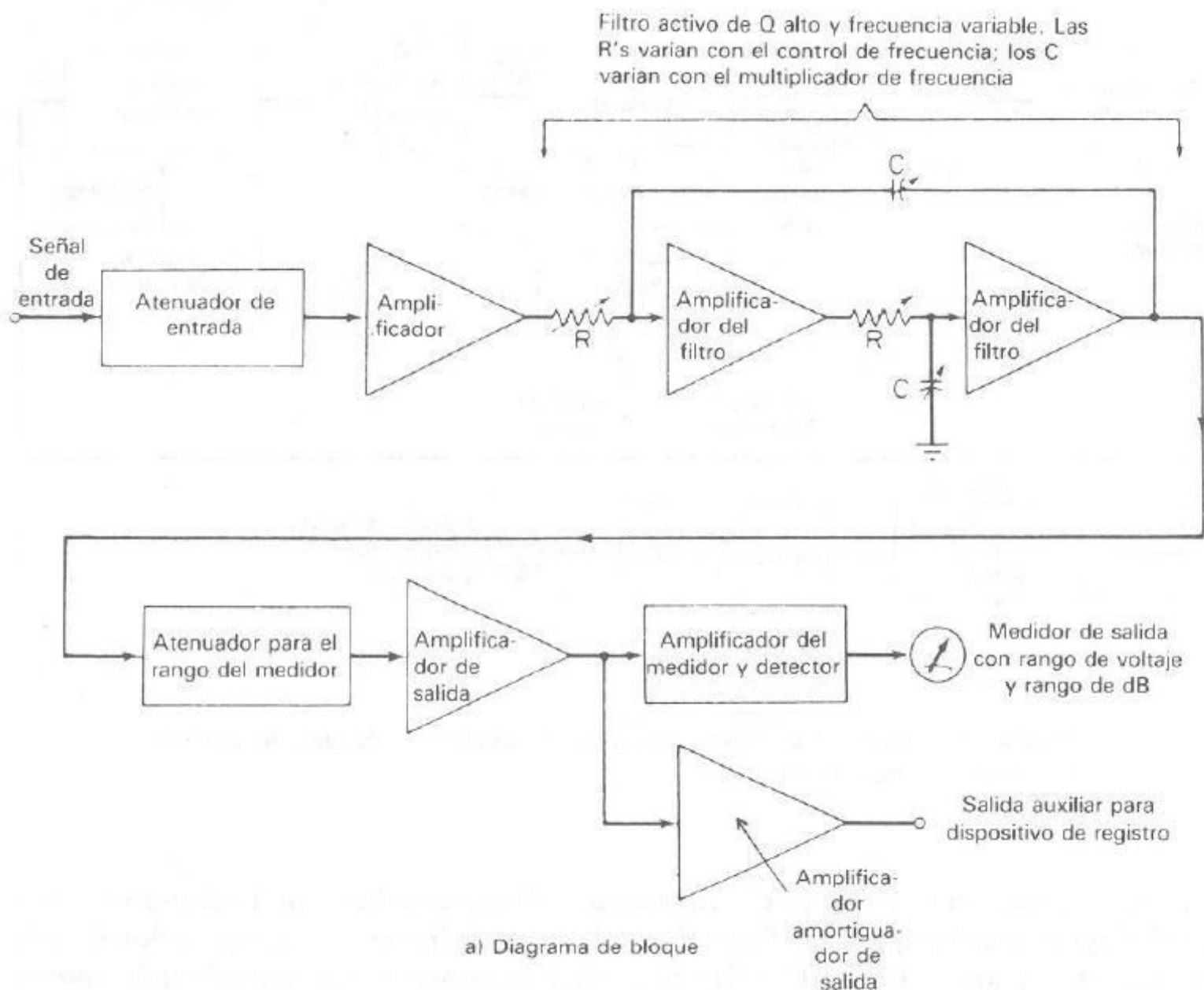
La onda por analizar en términos de sus componentes de frecuencia separadas se aplica al atenuador de entrada el que se ajusta por medio del interruptor de *rango del medidor* localizado en el panel frontal. Un amplificador pasa la onda atenuada a un filtro activo de Q alto. El filtro consiste en un arreglo en cascada de secciones resonantes RC y filtros con amplificadores. La banda de paso de la sección total del filtro se cubre con pasos de décadas en todo el rango de audio conmutando los capacitores de las secciones RC . Por lo general se emplean capacitores de polietileno de baja tolerancia para seleccionar los rangos de frecuencia. Se usan potenciómetros de precisión para sintonizar el filtro a cualquier frecuencia deseada dentro de la banda de paso seleccionada.

Una etapa amplificadora final aplica la señal seleccionada al circuito del medidor y a un amplificador de aislamiento desintonizado. El amplificador separador sirve para manejar un graficador o un contador electrónico. El medidor se maneja por medio de un detector del tipo promedio y comúnmente tiene varios niveles de voltaje y una escala de decibeles.

El ancho de banda del instrumento es muy reducido, cerca del 1% de la frecuencia seleccionada. La figura 9-1b presenta una curva de atenuación típica de un analizador de onda (analizador de onda GenRad tipo 1568-A). La razón de atenuación inicial es de aproximadamente 600 dB por octava; la atenuación a la mitad y a dos veces la frecuencia seleccionada es cerca de 75 dB. La característica del filtro también muestra que la atenuación se incrementa aun lejos de la frecuencia central, hasta el nivel de ruido del mismo instrumento. El analizador debe tener una distorsión de entrada baja, que ni el mismo analizador pueda detectar.

9-2.2 Analizador de onda heterodino

Las mediciones en el rango de megahertz se efectúan con otro analizador de onda que está diseñado para frecuencias más altas. La señal de entrada a analizar se *heterodina* a una frecuencia intermedia más alta (FI) por medio de un oscilador local interno. La sintonización del oscilador local desplaza los diversos componentes de la frecuencia de la señal hacia dentro de la banda de paso del amplificador FI. La salida del amplificador FI se rectifica y aplica al circuito de medición. Un instrumento que utiliza el principio heterodino, frecuentemente se llama *voltímetro sintonizado heterodino*.



b) Característica de atenuación

Figura 9-1 Analizador de onda en el rango de audio (adaptado del GenRad tipo 1568A). Las características del filtro activo muestran la atenuación extremadamente aguda a la frecuencia seleccionada. (Cortesía de GenRad, Inc.)

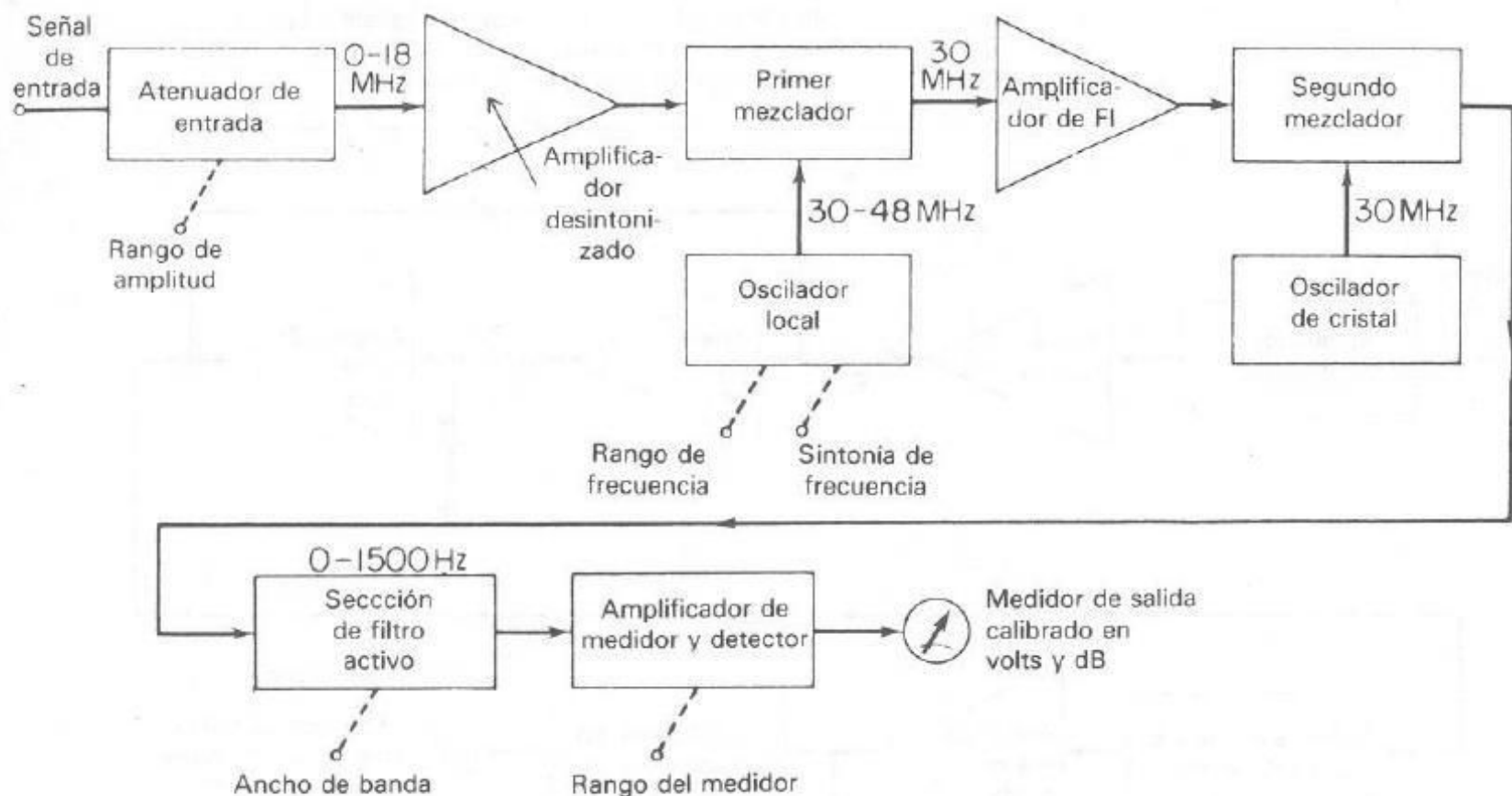


Figura 9-2 Diagrama de bloque funcional del analizador de onda heterodino (adaptado del modelo HP 312-A).

Un analizador de onda en el que se aplica el principio heterodino se esquematiza en el diagrama de bloque de la figura 9-2. El rango de frecuencia de operación de este instrumento es de 10 kHz a 18 MHz en 18 bandas sobrepuestas seleccionadas por el control de rango de frecuencia del oscilador local. El ancho de banda se controla mediante un filtro activo y se puede seleccionar a 200, 1 000 y 3 000 Hz.

La señal de entrada se aplica al instrumento a través de un conector de prueba que contiene un amplificador aislador de ganancia unitaria. Después de la atenuación apropiada, la señal de entrada se heterodina en la etapa mezcladora con la señal que proviene del oscilador local. La salida del mezclador forma una frecuencia intermedia que amplifica uniformemente el amplificador FI de 30 MHz. Esta señal de FI amplificada se mezcla de nuevo con la señal del oscilador de cristal de 30-MHz, lo cual da una información centrada en una frecuencia cero. Un filtro activo con ancho de banda controlado y pendientes simétricas de 72 dB por octava pasa la componente seleccionada al amplificador del medidor y de ahí al circuito detector. La salida del detector del medidor se puede leer en una escala calibrada en decibels o se aplica a un dispositivo de registro.

9-2.3 Aplicaciones

Entre éstas se encuentran las de los campos de mediciones eléctricas y análisis acústico y de vibraciones. Por ejemplo, la *distorsión armónica* de un amplificador se puede medir fácilmente, y se puede determinar la contribución de cada armónica con respecto a la distorsión total. Cuando la banda de paso del analizador de la figura 9-1a se sintoniza con la segunda armónica, la frecuencia fundamental se atenúa lo sufi-

ciente para reducir su nivel por debajo de la armónica. La curva de la figura 9-1b muestra que la atenuación de frecuencia media es menor de 75 dB. Cuando se selecciona la tercera armónica, la frecuencia fundamental se atenúa más de 85 dB. Un análisis de armónicas completo se puede efectuar mediante la solución de las componentes individuales de una señal periódica y medición o exhibición de estos componentes. No es raro que se logre separar y presentar cerca de 50 armónicas.

El analizador de onda se aplica industrialmente en el campo de reducción de sonido y vibraciones generados por máquinas y otros dispositivos. Se debe identificar la fuente del ruido o vibración generados por una máquina antes de proceder a reducirlos o eliminarlos. Un análisis espectral fino se puede realizar con un analizador de onda, el cual si muestra varias frecuencias discretas y resonancias se puede relacionar con el movimiento de la máquina.

9-3 ANALIZADORES DE DISTORSION ARMONICA

9-3.1 Distorsión armónica

En el caso ideal, la aplicación de una señal de entrada senoidal a un dispositivo electrónico, como un amplificador, daría como resultado la generación de una onda de salida senoidal. Pero por lo general, la onda de salida no es una réplica exacta de la onda de entrada ya que se derivan diferentes casos de distorsión. La distorsión puede ser el resultado de las características no lineales inherentes a los transistores en el circuito o de los mismos componentes de éste. El comportamiento no lineal de los elementos del circuito introduce armónicas de la frecuencia fundamental en la onda de salida y la distorsión resultante se denomina generalmente *distorsión armónica* (DA).

Una medida de la distorsión representada por una armónica particular es la relación de la amplitud del armónico y la frecuencia fundamental, expresada como un porcentaje. La distorsión armónica se representa por

$$D_2 = \frac{B_2}{B_1}, \quad D_3 = \frac{B_3}{B_1}, \quad D_4 = \frac{B_4}{B_1} \quad (9-1)$$

donde D_n ($n = 2, 3, 4, \dots$) representa la distorsión de la n ésima armónica; B_n es la amplitud de la n ésima armónica, y B_1 es la amplitud de la fundamental.

La *distorsión armónica total*, o *factor de distorsión*, se define como

$$D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \dots} \quad (9-2)$$

Se han diseñado varios métodos para medir la distorsión armónica causada por una sola armónica o por la suma de todas éstas. Algunos de los métodos más conocidos se describen en la siguiente sección.

9-3.2 Analizador armónico de circuito sintonizado

Uno de los métodos más antiguos para determinar el contenido de armónicas de una forma de onda utiliza un circuito sintonizado (figura 9-3). Un circuito resonante en serie consiste de un inductor L y un capacitor C , se sintoniza a una frecuencia armóni-

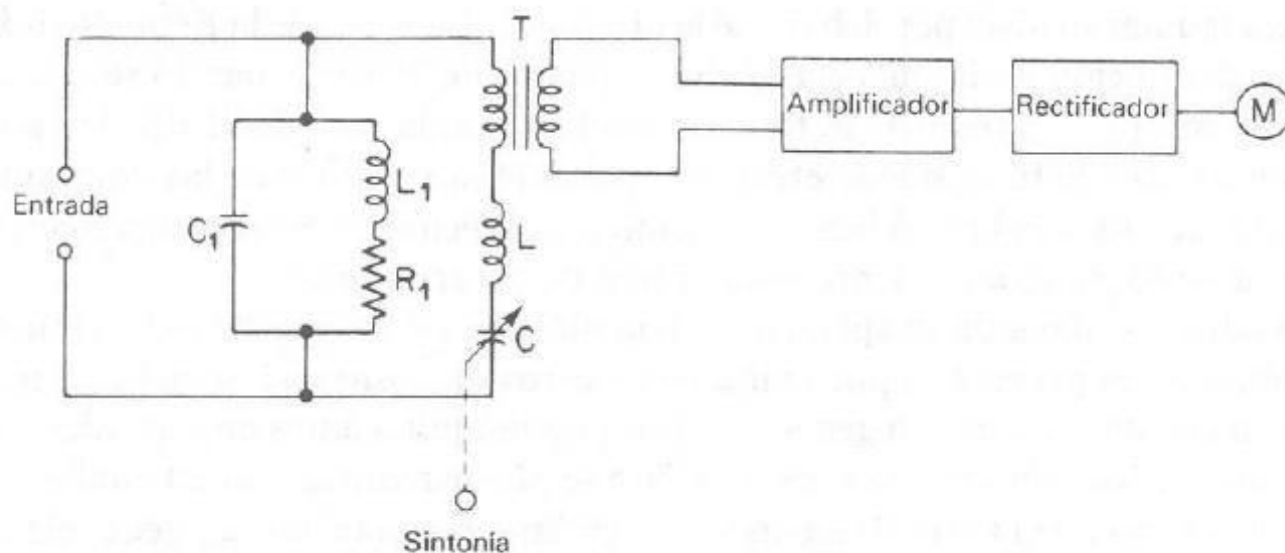


Figura 9-3 Diagrama de bloque funcional del analizador armónico de circuito sintonizado.

ca específica. Esta componente armónica se acopla mediante un transformador a la entrada de un amplificador. La salida del amplificador se rectifica y aplica a un circuito medidor. Después de obtener la lectura en el medidor, el circuito resonante sintoniza de nuevo a otra frecuencia armónica y se toma la siguiente lectura, etc. El circuito resonante paralelo consistente de L_1 , R_1 y C_1 compensa la variación en la resistencia de ca del circuito resonante en serie y también por las variaciones en la ganancia del amplificador en el rango de frecuencia del instrumento.

Aun cuando se han desarrollado numerosas modificaciones del circuito básico, los analizadores de circuito sintonizado generalmente tienen dos desventajas importantes: 1) a bajas frecuencias, se requieren valores muy altos de L y C y sus dimensiones físicas los vuelven imprácticos. 2) Las armónicas de la frecuencia de la señal a menudo son muy cercanas, lo que dificulta distinguirlas. Algunos circuitos más finos disminuyen este problema y el analizador es de utilidad en aplicaciones donde es importante medir cada componente armónica individualmente en lugar de tomar una sola lectura para la distorsión armónica total.

9-3.3 Analizador armónico heterodino o medidor de onda

Las dificultades del circuito sintonizado se superan con el analizador heterodino mediante un filtro de frecuencia fija altamente selectivo. El diagrama de bloque simplificado de la figura 9-4 muestra la sección funcional básica del analizador armónico heterodino.

La salida de un oscilador de frecuencia variable se mezcla (*heterodiniza*) con cada armónica de la señal de entrada; entonces, la suma o la diferencia de las frecuencias se hace igual a la frecuencia del filtro. Puesto que ahora cada frecuencia de armónica se convierte en una frecuencia constante, es posible utilizar filtros altamente selectivos del tipo cristal de cuarzo. Con esta técnica, sólo la señal de frecuencia constante, correspondiente a la armónica por medir se pasa y envía al circuito de medición. El mezclador suele consistir en un modulador balanceado, ya que ofrece un medio simple para eliminar la frecuencia original de la armónica. La baja distorsión armónica generada por dicho modulador es otra ventaja sobre diferentes tipos de mez-

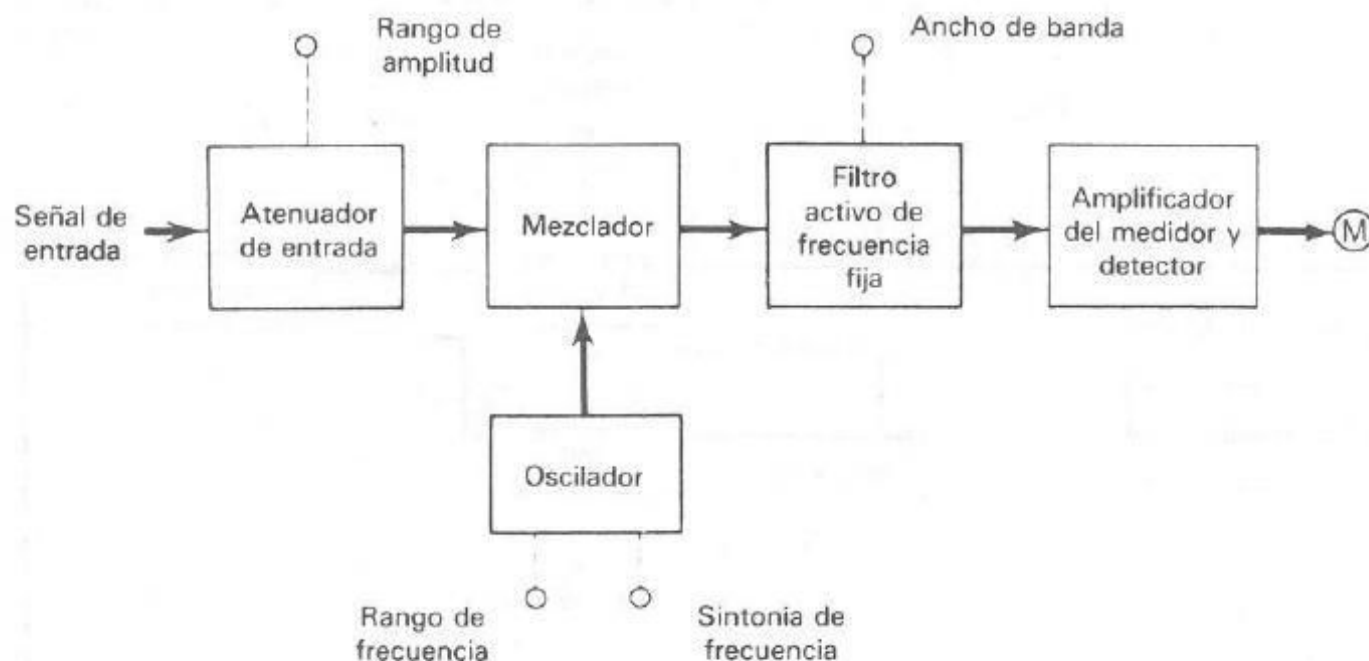


Figura 9-4 Diagrama de bloque de un analizador armónico tipo heterodino o medidor de onda.

cladores. Se obtiene excelente selectividad con filtros de cristal de cuarzo o filtros con realimentación inversa.

En algunos analizadores heterodinicos la lectura del medidor se calibra directamente en términos de voltaje; otros analizadores comparan los armónicos de la señal detectada con un voltaje de referencia, por lo general igualando el voltaje de referencia con la amplitud de la fundamental. Los instrumentos de lectura directa tipo heterodino algunas veces se conocen como *voltímetros de frecuencia selectiva*. En estos instrumentos la frecuencia de la señal de entrada se lee en un dial calibrado. Un filtro paso bajas en el circuito de entrada excluye la suma de las frecuencias mezcladas y pasa sólo la diferencia de las frecuencias. Este voltaje se compara con la señal de entrada y se lee sobre un voltímetro calibrado en dBm y volts. El rango de nivel para la mayoría de estos medidores es de -90 dBm a $+32$ dBm.

9-3.4 Analizador de distorsión armónica por supresión de la frecuencia fundamental

El método de supresión de la fundamental para la medición de la distorsión se aplica cuando es importante medir la distorsión armónica total (DAT) en lugar de la distorsión ocasionada por cada componente. En este método la onda de entrada se aplica a una red que *suprime* o *rechaza* la frecuencia fundamental, pero permite el paso de todas las componentes de frecuencias armónicas para subsecuentes mediciones. Este instrumento ofrece dos ventajas principales: 1) La distorsión armónica generada dentro del mismo instrumento es muy pequeña y se puede despreciar. 2) Los requisitos de selectividad no son severos, ya que solamente se debe suprimir la componente de la frecuencia fundamental.

El diagrama de bloque del analizador DA de supresión de la fundamental se presenta en la figura 9-5. El instrumento consta de cuatro secciones principales: 1) Circuito de entrada con convertidor de impedancia. 2) Amplificador de rechazo. 3) Circuito

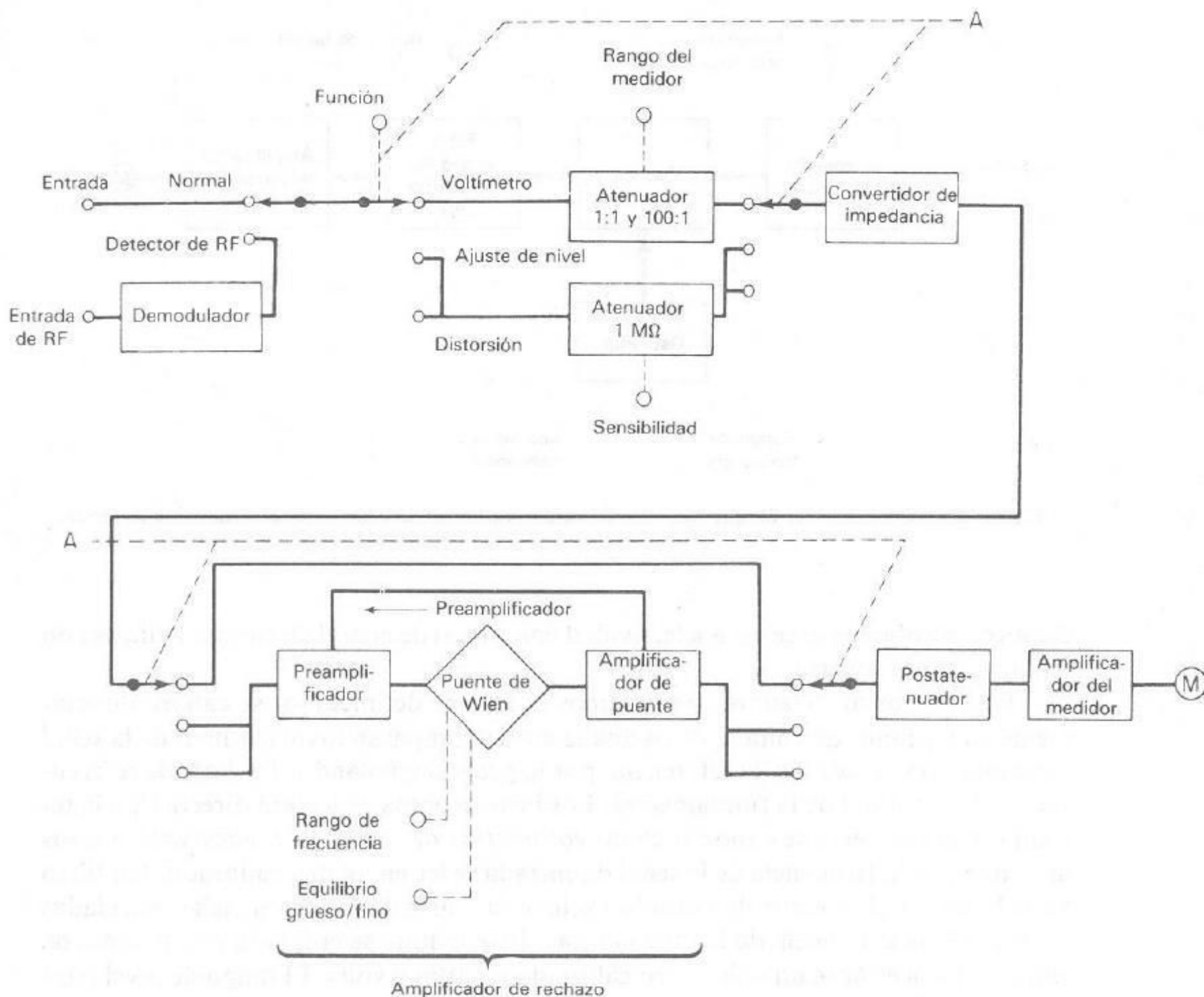


Figura 9-5 Diagrama de bloque de un analizador de distorsión por supresión de frecuencia fundamental. (Cortesía de Hewlett-Packard Company).

de medición. 4) Fuente de poder. El convertidor de impedancia proporciona un circuito de entrada de alta impedancia y bajo ruido, independiente de la impedancia de la fuente de la señal localizada en las terminales de entrada del instrumento. El amplificador de rechazo suprime la frecuencia fundamental de la señal de entrada y pasa el resto de los componentes de la frecuencia al circuito de medición donde se mide la DA. El circuito de medición proporciona una indicación visual de la DA total en términos de un porcentaje del voltaje de entrada total.

Son posibles dos modos de operación: cuando el interruptor de función está en la posición "voltímetro", el instrumento opera como un voltímetro de ca convencional, lo cual es una característica muy conveniente. En este modo la señal de entrada se aplica al circuito convertidor de impedancia a través de un atenuador 1/1 y 100/1, el cual selecciona el rango apropiado del medidor. La salida del convertidor de impe-

dancia no pasa por el amplificador de rechazo y la señal se aplica directamente al circuito medidor. La sección del voltímetro se puede usar por separado para propósitos generales de medición de voltaje y ganancia.

Cuando el interruptor de función está en la posición "distorsión", el amplificador de rechazo forma parte del circuito y se hacen las mediciones de distorsión. En este modo la señal de entrada se aplica a un atenuador de entrada de $1\text{-M}\Omega$ que proporciona una atenuación de 50-dB en pasos de 10-dB, y se controla con un interruptor en el panel frontal marcado como *sensibilidad*. Cuando la atenuación deseada se selecciona, la señal se lleva al convertidor de impedancia, el cual es un circuito de baja distorsión y alta impedancia de entrada, cuya ganancia es independiente de la impedancia de la fuente colocada en las terminales de entrada. La realimentación negativa en este amplificador resulta en una ganancia unitaria y baja distorsión. Las señales que tienen una impedancia de fuente alta se pueden medir con exactitud y cabe colocar el selector de sensibilidad en posiciones de alta impedancia sin distorsionar la señal de entrada.

El circuito amplificador de rechazo consta de un preamplificador, un puente de Wien y un amplificador en puente. El preamplificador recibe la señal del convertidor de impedancia y proporciona una amplificación adicional a niveles de distorsión extremadamente bajos. El circuito del puente de Wien funciona como un filtro que rechaza la frecuencia fundamental de la señal de entrada. Con el interruptor de función colocado en "distorsión", el puente de Wien se conecta como un elemento de acoplamiento entre el preamplificador y el amplificador en puente. El puente se sintoniza a la frecuencia fundamental de la señal de entrada ajustando el selector de *rango de frecuencia* y se equilibra para tener una salida cero por medio de los controles fino y grueso de *balance*. Cuando el puente se sintoniza y equilibra, el voltaje y la fase de la fundamental (los cuales aparecen en la unión de la reactancia en serie y en la reactancia en derivación) son el mismo que el voltaje y la fase del punto medio de la rama resistiva. Cuando estos dos voltajes son iguales y están en fase, no aparece la señal de salida.

Para otras frecuencias diferentes a la fundamental, el puente de Wien ofrece grados de variación de corrimiento de fase y atenuación, y el voltaje de salida resultante se amplifica por medio del amplificador en puente. La salida del amplificador en puente se conecta a través de un posatenuador al circuito de medición y se indica en el medidor del panel frontal. El atenuador limita el nivel de la señal al amplificador del medidor a 1 mV para deflexión a escala completa en todos los rangos. El amplificador del medidor es un circuito de múltiples etapas diseñado para baja deriva y bajo ruido con una característica de respuesta plana. El medidor se conecta al rectificador tipo puente y lee el valor promedio de la señal alimentada en el circuito. La escala del medidor se calibra en el valor rms de una onda senoidal.

El circuito detector de AM permite hacer mediciones de la distorsión envolvente en las portadoras de AM. La señal de entrada se aplica al demodulador, donde la señal modulada se recupera de la portadora de RF. Entonces, la señal se aplica al convertidor de impedancia por medio de un atenuador de $1\text{-M}\Omega$ y se procesa de la misma manera que en las mediciones de distorsión normal.

La característica de la respuesta del filtro de rechazo en puente de Wien (figura 9-5) se modifica por la realimentación negativa desde el amplificador en puente al

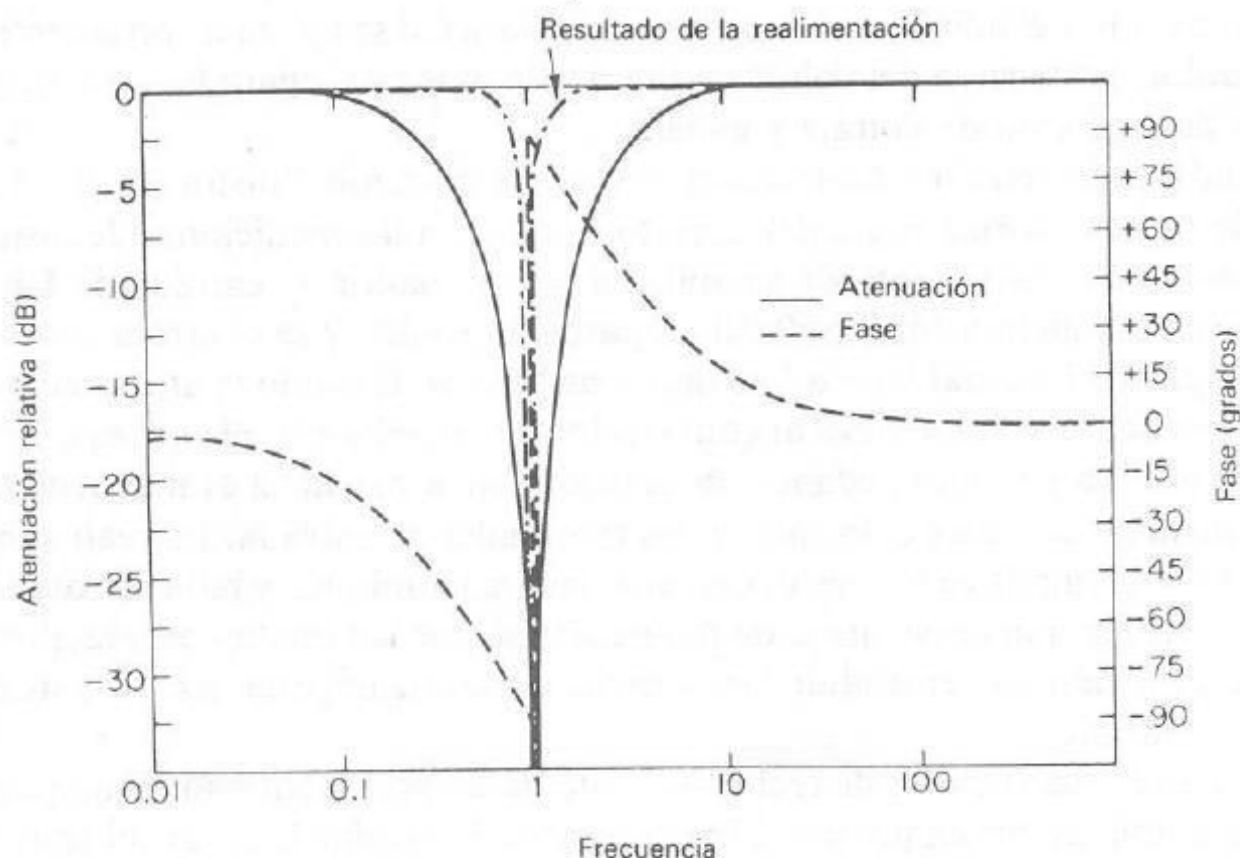


Figura 9-6 Características de rechazo del puente de Wien, modificado por realimentación negativa.

preamplificador. El resultado de esta realimentación se muestra en la curva de respuesta muy aguda de la figura 9-6, causando el rechazo de casi todas las componentes de frecuencia excepto la fundamental.

I-4 ANALISIS ESPECTRAL

La exposición anterior sobre el analizador de onda es un ejemplo sencillo de un analizador de espectros. Si el analizador de onda puede ser barrido en frecuencia, electrónicamente, mientras se usa un osciloscopio en lugar de un medidor de salida, y si dicho barrido puede realizarse a una velocidad tan rápida que la presentación parezca constante, se puede observar una imagen en tiempo real del espectro de la señal de entrada. El analizador de onda de la figura 9-1 no permite que sea barrido electrónicamente, y por esto y otras razones, no se recomienda para estas aplicaciones.

Los analizadores de espectro prácticos utilizan los mismos principios que un receptor superheterodino y se pueden representar por medio del diagrama de bloque de la figura 9-7. Existen muchas variaciones en los analizadores de espectro que sería difícil presentar todos los requisitos de diseño de un analizador de espectro en un texto como éste. Por consiguiente, se considera un ejemplo y se describe en detalle. El analizador de espectros que se presenta en el diagrama de bloque de la figura 9-7 es típico de un analizador de espectro VHF que cubre el rango de 10 kHz a 300 MHz.

El analizador de espectro es similar a un receptor superheterodino de FI más alta. La entrada del analizador de espectro primero se convierte en una FI mayor que la frecuencia de entrada más alta, la cual en el caso del ejemplo es de 400 MHz. Como en todos los superheterodinos, la imagen de entrada se debe quitar, la cual representa la banda de frecuencias de 800 a 1 100 MHz; se puede suprimir con un filtro paso

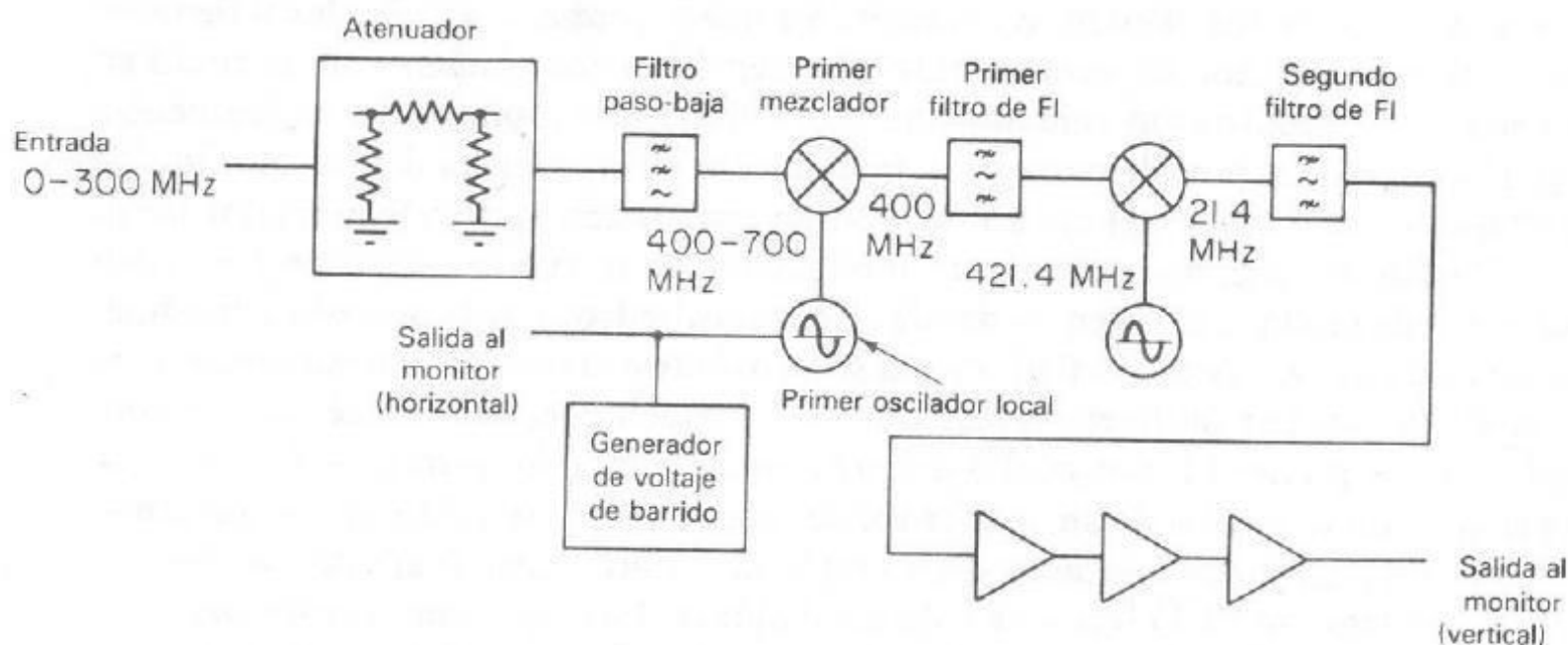


Figura 9-7 Diagrama de bloque de un analizador de espectro de propósito general.

bajas. Además, al quitar la imagen, el filtro pasa bajas también debe atenuar cualquiera de las señales de la primera FI de 400 MHz.

El analizador de espectro del ejemplo tiene una selectividad de 1 kHz en su ajuste más fino, y esta selectividad no se puede conseguir a 400-MHz. Por consiguiente, la primera FI de 400 MHz se ha de heterodinizar a una frecuencia más baja. En el analizador de espectro del ejemplo, la segunda FI es de 21.4 MHz, lo que permite utilizar filtros de cristal para obtener la selectividad deseada. Como la primera conversión de frecuencia, la segunda tiene una imagen que se debe eliminar. El segundo oscilador local es 21.4 MHz arriba de la primera FI a 421.4 MHz, lo cual coloca la frecuencia de imagen a 442.8 MHz, y se debe eliminar por medio del primer filtro de FI.

La frecuencia del primer oscilador local se barre electrónicamente utilizando generalmente, diodos varactor en forma similar a la descrita para el generador de barrido en el capítulo 8. El espacio de frecuencia que se abarca se llama *dispersión* del analizador y representa la cantidad de frecuencia que puede presentarse en la pantalla del analizador de espectro. El primer oscilador local, que por lo general cubre un rango de frecuencia de menos de una octava, se sintoniza fácilmente con un diodo varactor. Además, como en el caso del generador de barrido, el voltaje aplicado a los varactores debe pasar por un circuito corrector para cancelar las no linealidades. La diferencia del generador de barrido, el analizador de espectro se requiere para barrer rangos de frecuencia estrechos, donde las inestabilidades de frecuencia del primer oscilador local destruirán la pantalla del analizador de espectro.

Dos tipos de inestabilidad de frecuencia causan dificultades cuando se muestran rangos de frecuencia muy estrechos. El primer tipo, llamado *inestabilidad en término largo*, es la deriva de la frecuencia del primer oscilador local. Este aparece como el movimiento del espectro a través de la pantalla del analizador de espectro. Esto se compensa al regresar la imagen del espectro al centro de la pantalla. Esto es molesto, y si la deriva de frecuencia es demasiado rápida, el operador quizá no pueda mantener la señal centrada.

Un segundo tipo de inestabilidad de frecuencia, *ruido de fase*, es una variación rápida en frecuencia debida a voltajes de ruido en el circuito sintonizado o voltajes

de ruido captados por el circuito varactor. Ya que el primer oscilador local tiene un rango de sintonización de varios cientos de megahertz, cada microvolt de ruido en el voltaje de sintonización varactor puede ocasionar una modulación en frecuencia significativa. No es posible corregir la modulación de frecuencia debida al ruido de fase; así que habrá que aplicar un dispositivo electrónico al primer oscilador local.

El ruido de fase, de hecho es una modulación en frecuencia que, como en cualquier tipo de modulación, genera bandas laterales alrededor de la portadora modulada. El ruido de fase de un oscilador local se transfiere a la señal de entrada en análisis de modo que las bandas laterales resultantes son evidentes en la señal después de convertirse en la primer FI, por medio del proceso de *mezclado recíproco*. Entonces, si el primer oscilador local de un analizador de espectro tuvo un ruido de fase presente, no conviene para el análisis de espectros estrechos. Para eliminar el ruido de fase del primer oscilador local, la frecuencia del oscilador se fija a una armónica de un oscilador de cristal (figura 9-8). En este ejemplo un oscilador de cristal de 1-MHz alimenta a un generador armónico, el cual crea armónicas por cada megahertz durante todo el rango de frecuencia del VCO. Un mezclador doblemente equilibrado se utiliza como detector de fase y un amplificador realimentado cierra el circuito. A causa de que la frecuencia de referencia, en este caso es de cientos de megahertz, es muy grande, el ruido del primer oscilador local se puede eliminar prácticamente. Debido a que hay varias armónicas del cristal de 1-MHz pueden ser fijadas cerca de la frecuencia libre del VCO, cuando los circuitos de fase fija son activados podría no saberse qué armónica del sistema ha sido fijada. Se incluyen sistemas en los circuitos de fase fija para

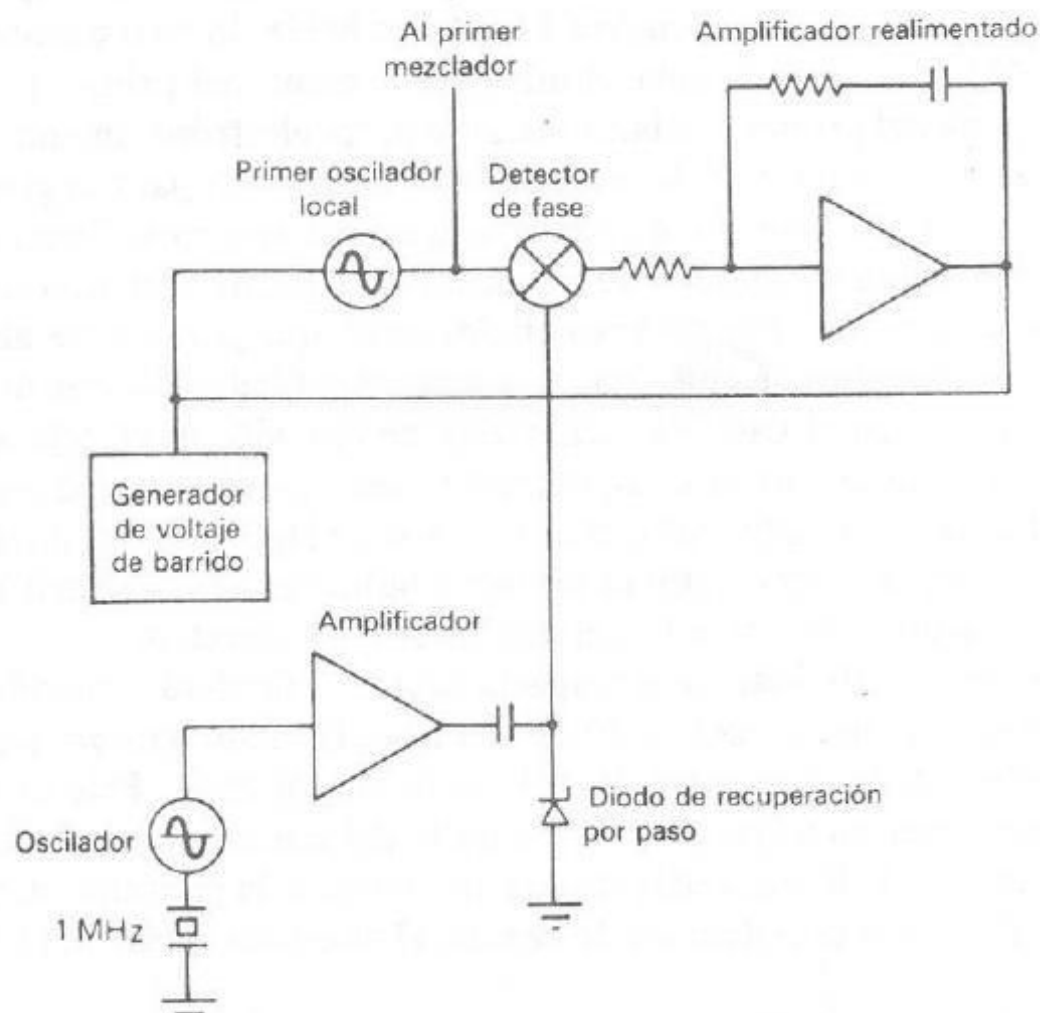


Figura 9-8 Circuito de fase fija del primer oscilador local de un analizador de espectro.

localizar la armónica correcta. Estos circuitos tienden a ser mucho más complejos que los circuitos de fase fija (PLL) y no se estudian en este texto.

Cuando en el primer oscilador local se fijó la fase, el segundo se barre para proporcionar la exploración de frecuencia necesaria. Aunque el segundo oscilador local no se estabiliza y opera relativamente a alta frecuencia, el hecho de que el rango de sintonía de este oscilador sea más estrecho que el del primer oscilador local, lo que significa que el nivel de ruido se reduce de manera considerable. En analizadores de espectro donde este nivel de ruido es excesivo, la frecuencia del segundo oscilador local se obtiene de fuentes estabilizadas y se suma la exploración de frecuencia.

La ganancia en la mayoría de los analizadores de espectro se obtiene en la segunda FI después de la última selectividad. El monitor del analizador de espectro es logarítmico; es decir, está en decibeles, generalmente dBm. Esto requiere un amplificador de FI especial denominado FI logarítmico. Aunque existen varios tipos de amplificadores logarítmicos, como el de limitaciones sucesivas (figura 9-9), es el más utilizado en analizadores de espectro. Este tipo de amplificador FI logarítmico no produce una relación logarítmica perfecta entre la entrada y la salida, pero sí una cercana aproximación lineal paso a paso. Cada uno de los amplificadores en el amplificador logarítmico limitante es un limitador con umbrales límite específicos. Además, cada etapa limitadora tiene un diodo rectificador y se suma la corriente en el nodo de salida. Cuando no está presente la señal de entrada, sólo hay ruido, y ninguna de las etapas amplificadoras está limitando. Si se presenta una señal de nivel bajo, ninguna etapa limitadora estaría limitada y cada amplificador, principalmente el de la última etapa donde la señal es la más grande, sumaría corriente al nodo de salida. Cuando la señal de entrada se incrementa más, la última etapa se limita primero. Cuando una etapa amplificadora está limitando su contribución a la corriente de salida permanece constante y, por consiguiente, la última etapa en limitación no tiene una mayor ganancia. Por tanto, la pendiente de la gráfica de entrada/salida cambia y llega a ser menor cada vez que un amplificador entra al límite (figura 9-10). La exactitud del ajuste a una verdadera función de transferencia logarítmica depende del número de decibeles entre el

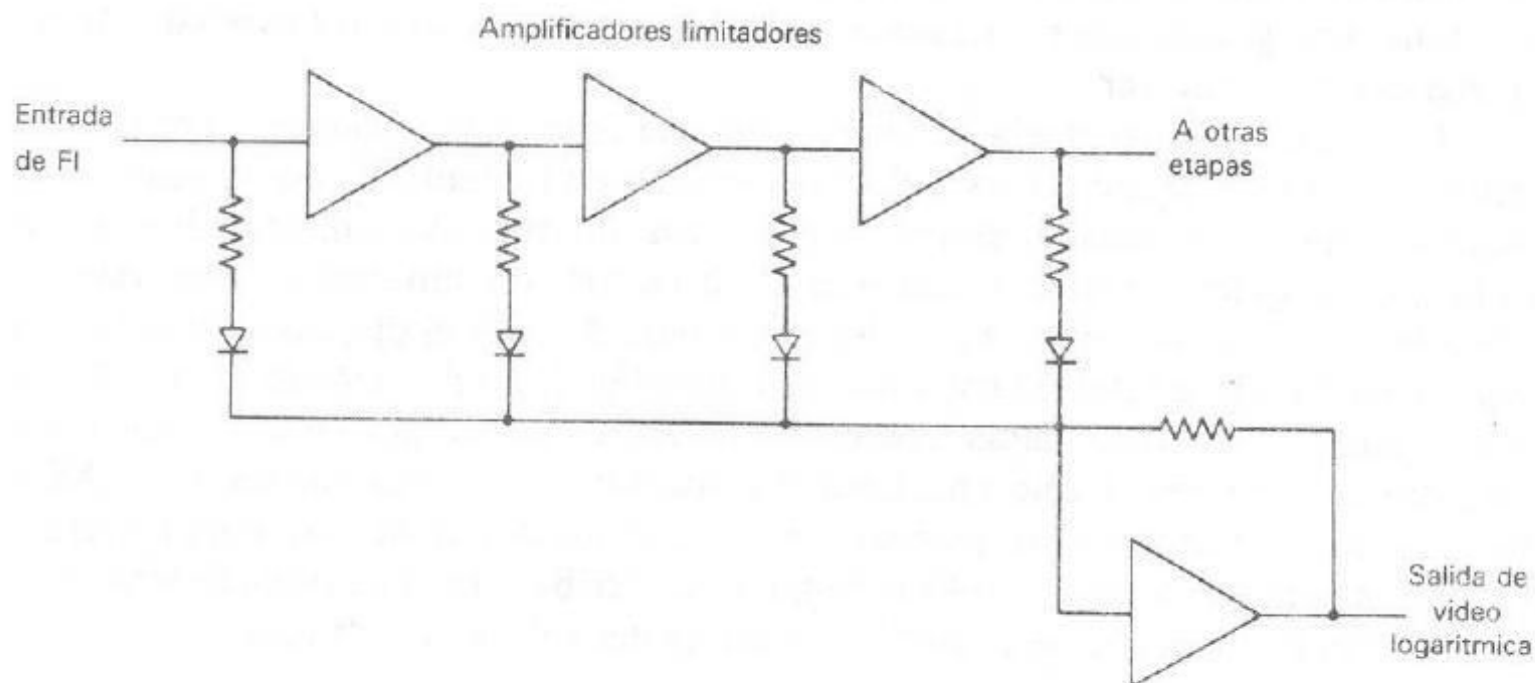


Figura 9-9 Amplificador FI logarítmico del tipo limitaciones sucesivas.

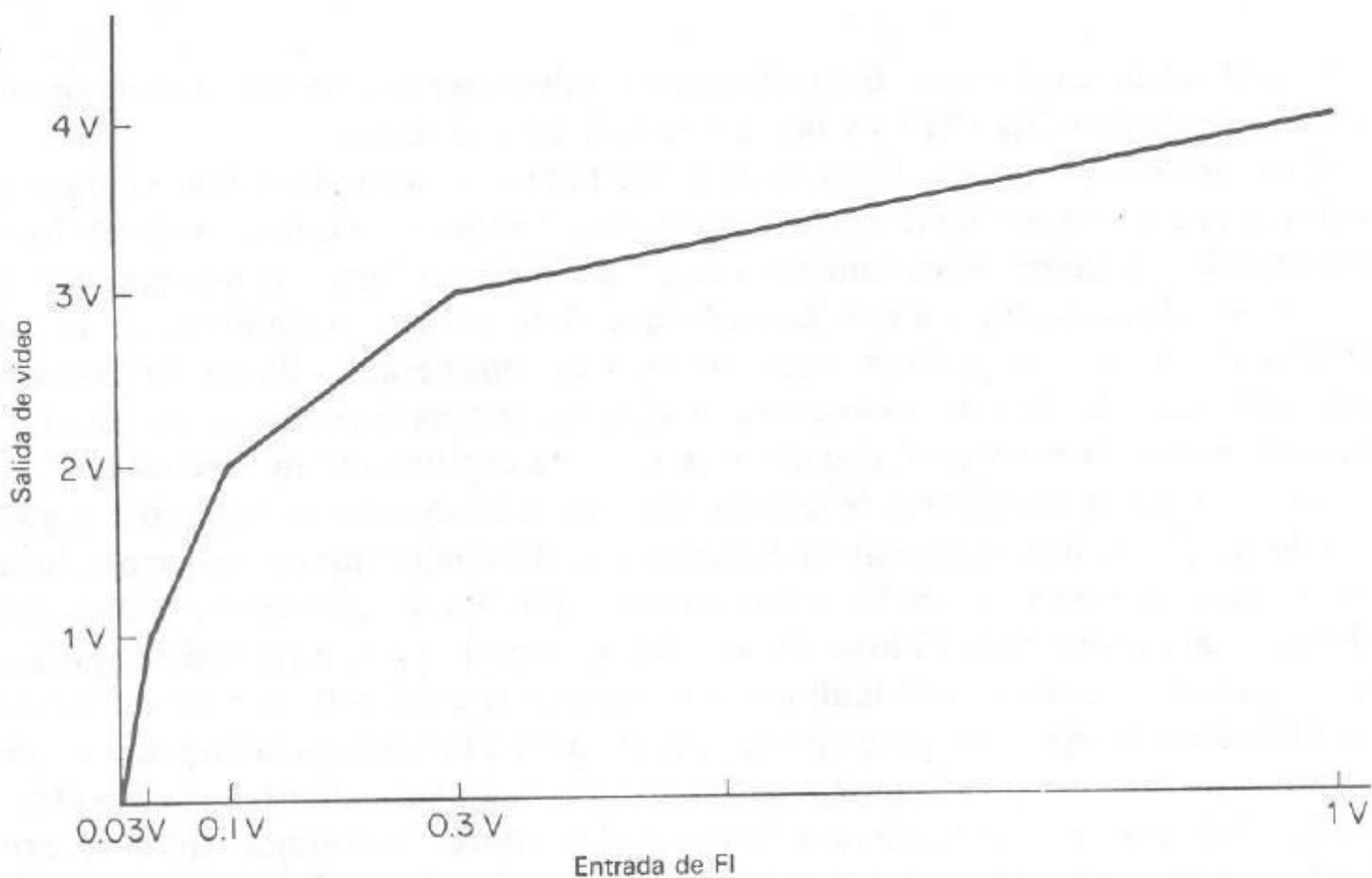


Figura 9-10 Función de transferencia para el amplificador FI logarítmico mostrado en la figura 9-9.

amplificador de limitaciones sucesivas y el amplificador logarítmico típico en el circuito integrado, el cual tiene un rango de 9 o 10 dB.

El monitor logarítmico de un analizador de espectro tiene típicamente de 60 a 90 dB, lo cual significa que el amplificador de FI logarítmico requiere entre 6 y 9 amplificadores logarítmicos en circuitos integrados. Los amplificadores de FI no solo proporcionan la conversión logarítmica requerida, además proporcionan la mayoría de la ganancia del analizador de espectro.

La utilidad del analizador de espectro depende del rango dinámico. El rango dinámico es el rango de señales entre la más pequeña por encima del ruido del sistema y la señal más grande que no ocasione señales erróneas mayores que la señal más pequeña que se pueda ver.

Debe quedar claro que la señal más pequeña es la que se puede ver por encima del ruido del sistema, pero las señales más grandes están limitadas por la generación de otras señales. Las señales espurias se deben a la intermodulación. Si un dispositivo es lineal, cualquiera de las dos señales aplicadas a éste, sin importar su nivel (esto es, considerando que no sean tan grandes como para destruir el dispositivo), resultará una salida de dos señales. Si hay alguna no linealidad, las dos señales interactúan y producen otras señales a varias frecuencias no representadas por las dos frecuencias de entrada originales. La no linealidad del dispositivo significa que las dos señales no son simplemente sumadas, pero ocurre cierta forma de interacción. Para representar esto matemáticamente, el voltaje de salida se escribe como una suma de términos, donde la salida depende de todas las potencias del voltaje de entrada:

$$V_{\text{salida}} = K_0 + K_1 V_{\text{entrada}} + K_2 V_{\text{entrada}}^2 + K_3 V_{\text{entrada}}^3 + \dots \quad (9-3)$$

En un dispositivo lineal, la salida se describe mediante los dos primeros términos. Para un sistema lineal cualquier señal de entrada, por complejo que sea, aparece en la salida sin distorsión. Cuando la función de transferencia de un dispositivo incluye términos de mayor orden, las señales de entrada se distorsionan y producen salidas espurias. Como ejemplo considérese una función senoidal aplicada a un dispositivo con productos de distorsión y tómese el efecto del término de segundo orden:

$$K_2 V_{\text{entrada}}^2 = K_2 (A \sin \omega t)^2 = \frac{K_2 A^2}{2} (1 - \cos 2 \omega t) \quad (9-4)$$

La distorsión producida por este término en una señal de entrada senoidal es la generación de una segunda armónica. En algunos sistemas esto puede ocasionar problemas, pero el problema real ocurre cuando más de una onda senoidal se presenta en la entrada al mismo tiempo. En este caso, el producto de segundo orden es

$$\begin{aligned} K_2 V_{\text{entrada}}^2 &= K_2 (A \sin \omega_1 t + B \sin \omega_2 t)^2 \\ &= K_2 A^2 \sin^2 \omega_1 t + K_2 B^2 \sin^2 \omega_2 t + 2 K_2 AB \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t \end{aligned} \quad (9-5)$$

Ahora hay tres términos; los primeros son senoides cuadrados, los cuales tienen una frecuencia de dos veces la de la señal de entrada y representa la segunda armónica de cada señal de entrada. La frecuencia del tercer término contiene la suma y diferencia de las dos señales de entrada. Este efecto se llama *intermodulación de segundo orden* y generalmente no es un problema significativo en los analizadores de espectro, porque la frecuencia en el punto de cruce de modulación se desplaza bastante lejos de la frecuencia deseada y se puede eliminar eficazmente por filtrado. El problema llega a ser importante cuando una frecuencia es relativamente baja que la resultante en el punto de cruce de modulación esté cerca de la frecuencia deseada.

Al investigar el efecto del término de tercer orden, si se presenta una sola señal de entrada, el término de tercer orden introduce la tercera armónica de la señal de entrada. Sin embargo, cuando se presentan dos señales el resultado es

$$\begin{aligned} V_{\text{salida}} &= K_3 (A \sin \omega_1 t + B \sin \omega_2 t)^3 = K_3 (A^3 \sin^3 \omega_1 t + B^3 \sin^3 \omega_2 t \\ &\quad + 3A^2 B \sin^2 \omega_1 t \sin \omega_2 t + 3AB^2 \sin \omega_1 t \sin^2 \omega_2 t) \end{aligned} \quad (9-6)$$

La contribución del término de tercer orden no sólo es la tercera armónica de cada frecuencia de entrada, sino que se presentan dos nuevas frecuencias, el doble de una entrada más o menos la otra. Esta distorsión se llama *distorsión de intermodulación de tercer orden*; resulta problemática, porque cuando dos señales están cercanas en frecuencia el producto de la distorsión también está cerca. Esto significa que en muchas aplicaciones no es posible filtrar las señales espurias.

Hay órdenes de intermodulación mayores, como el orden quinto, que ocurre a frecuencias del doble de una frecuencia, más o menos tres veces la otra. La intermodulación de tercer orden generalmente es mucho más fuerte que cualquier otro orden de intermodulación y es el principal factor limitante en el rango dinámico del analizador de espectro.

El rango dinámico del analizador de espectro se determina de la siguiente manera. Se aplica una entrada al analizador de espectro y el nivel de la señal se ajusta de manera que esté 3 dB arriba del ruido interno generado por el analizador. Después se aplica una segunda señal con la señal original, y los niveles de las dos señales de

entrada se mantienen iguales mientras se van incrementando hasta que se presente la intermodulación de tercer orden, como se muestra en la figura 9-11, y debe estar 3 dB arriba del ruido generado internamente. La diferencia entre el nivel de 3 dB del ruido de la señal original y el nivel de las dos señales largas cuando generan el mismo nivel de la señal espuria es el rango dinámico del analizador de espectro.

Otro método para establecer la generación de intermodulación del analizador de espectro es el concepto de punto de intercepción de intermodulación de tercer orden. Si se aplican dos señales del mismo nivel a un analizador de espectro, o a cualquier otro dispositivo electrónico, se genera una intermodulación de tercer orden, la cual pudo ser generada en cualquier parte del dispositivo; sin embargo, el nivel del producto de intermodulación está con referencia a la entrada. Esto es, el producto de intermodulación a la salida del dispositivo equivale a una señal de entrada de cierto nivel. Si los niveles de las dos señales de entrada se incrementan, de modo que las señales permanecen en el mismo nivel, el producto de intermodulación de tercer orden aumenta tres veces el incremento de decibeles de las dos señales de entrada; esto indica que la relación abarca el tercer orden. Es decir, la intermodulación de tercer orden se incrementa a una razón mucho más rápida que el aumento en las dos señales de entrada, lo que significa que el producto de la intermodulación terminará por tener el mismo nivel que las dos señales de entrada (figura 9-12). Este nivel, donde las señales de entrada y la intermodulación de tercer orden espurios son iguales se llama *punto de intercepción de tercer orden* y es una indicación del límite superior del rango dinámico del analizador de espectro. El punto de intercepción de tercer orden es un punto teórico. Rara vez un dispositivo electrónico llega a operar en ese punto de intercepción, y la unidad estaría prácticamente sin utilidad a ese nivel de distorsión.

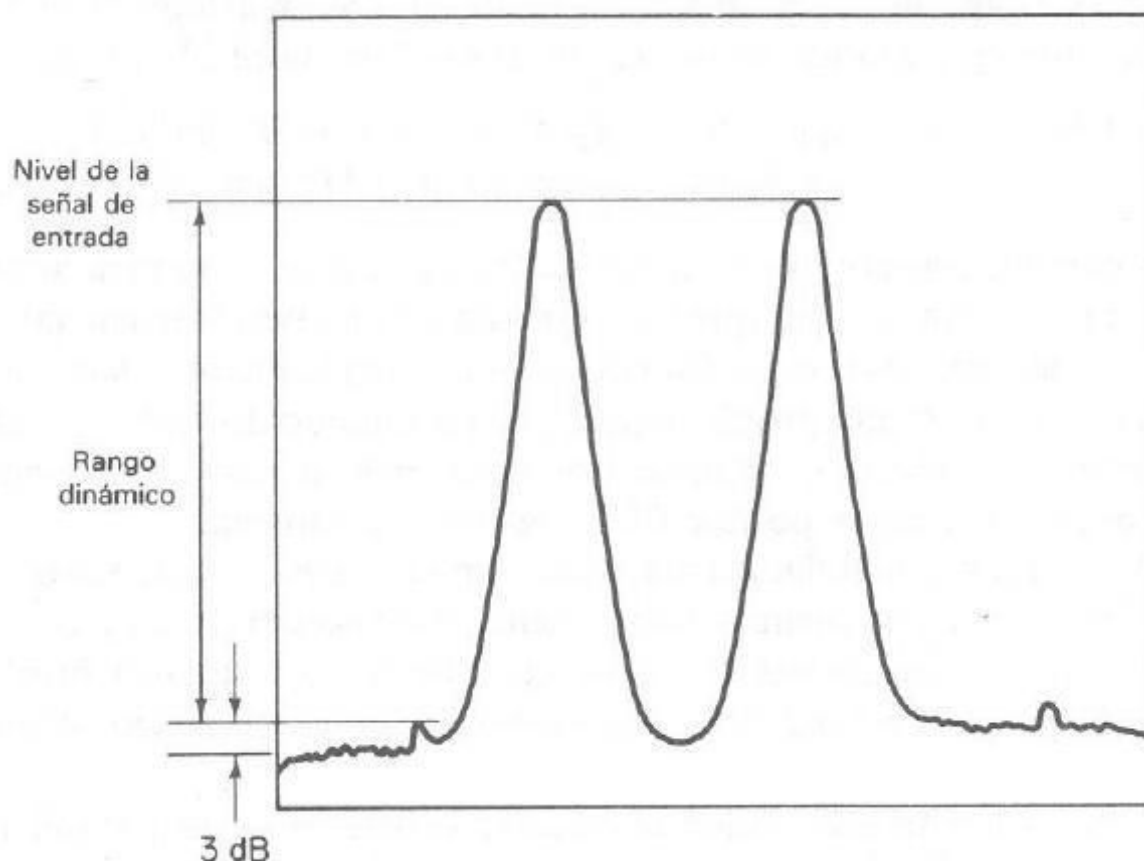


Figura 9-11 Productos de intermodulación de tercer orden como aparecen en una pantalla del analizador de espectro con dos señales de entrada

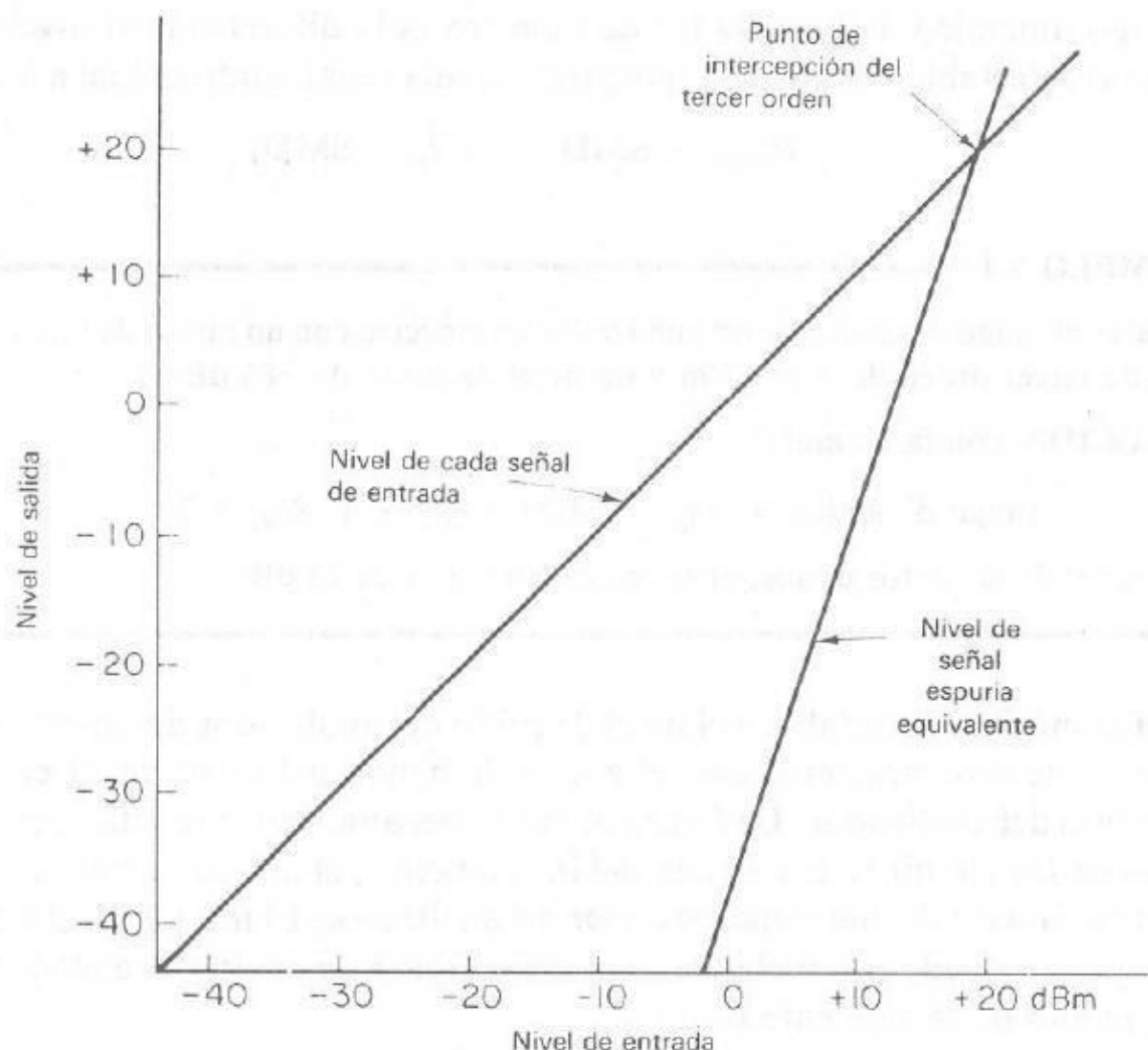


Figura 9-12 Productos de tercer orden en función del nivel de las dos señales de entrada.

El punto de intercepción de tercer orden se puede utilizar para calcular el nivel de los productos de tercer orden. El nivel de cualquier producto de tercer orden se determina a partir de

$$P_3 = 3P_{\text{salida}} - 2I_p \quad (9-7)$$

donde P_3 = nivel del producto de tercer orden (dBm)

I_p = nivel de potencia de la intercepción de tercer orden

P_{salida} = potencia de las dos señales de entrada

Para establecer el rango dinámico del analizador de espectro, los productos de intermodulación de tercer orden deben ser los mismos que la señal mínima visible en el analizador, esto es, la señal apenas visible sobre el nivel de ruido. Por motivo de simplicidad, se considera que la intermodulación es igual al nivel de ruido. La ecuación que determina los productos de intermodulación de tercer orden se iguala a la señal mínima detectable:

$$P_3 = 3P_{\text{entrada}} - 2I_p = \text{SMD} \quad (9-8)$$

donde SMD es la señal mínima detectable, esencialmente es el nivel de ruido del analizador de espectro, en dBm.

Se reescribe la ecuación (9-8),

$$3(P_{\text{entrada}} - \text{SMD}) = 2(I_p - \text{SMD}) \quad (9-9)$$

El rango dinámico del analizador de espectro es la diferencia del nivel entre la señal mínima detectable y la entrada que produce una señal espuria igual a la SMD, o

$$P_{\text{entrada}} - \text{SMD} = \frac{2}{3}(I_p - \text{SMD}) \quad (9-10)$$

EJEMPLO 9-1

¿Cuál es el rango dinámico de un analizador de espectro con un punto de intercepción de tercer orden de +25 dBm y un nivel de ruido de -85 dBm?

SOLUCION con la fórmula

$$\text{rango dinámico} = \frac{2}{3}(I_p - \text{SMD}) = \frac{2}{3}[25 - (-85)] = 73$$

y al sustituir los datos dados, el rango dinámico es de 73 dB.

La señal mínima detectable o el nivel de ruido del analizador de espectro se define por medio de dos características, el ancho de banda del filtro de FI en uso y la figura de ruido del analizador. La figura de ruido del analizador se establece mediante el diseño de los circuitos de entrada del instrumento; el ancho de banda del filtro de FI es un parámetro de una etapa posterior del analizador. El nivel de ruido del analizador de espectro puede estar relacionado con la figura de ruido y el ancho de banda de FI por medio de la siguiente relación:

$$\text{SMD} = -114 \text{ dBm} + 10 \log (\text{AB}/1 \text{ MHz}) + \text{FR} \quad (9-11)$$

donde AB es el ancho de banda de 3 dB en megahertz del filtro de FI, y FR es la figura de ruido en decibels.

EJEMPLO 9-2

¿Cuál es la señal mínima detectable en un analizador de espectro con un coeficiente de ruido de 20 dB si se emplea un filtro de 1-kHz a-dB?

SOLUCION

$$-114 \text{ dBm} + 10 \log 1 \text{ kHz}/1 \text{ MHz} + 20 = -124 \text{ dBm}$$

La propiedad del analizador de espectro para separar señales está en función del ancho de banda del segundo FI. Para distinguir dos señales de frecuencia próxima se requiere un filtro de FI estrecha. Además, las señales que están cerca en frecuencia y son de diferente amplitud son aún más difíciles de diferenciar. Considérense dos señales de la misma amplitud separadas 10 kHz. Se pueden distinguir mediante un filtro de FI con un ancho de banda de 10 kHz a 3-dB (figura 9-13). La hendidura en el espectro mostrado es de sólo 3 dB, pero se logra ver claramente. Por otra parte, si dos señales fueran separadas no por 10 kHz sino por 10 dB, no se podrían distinguir con el filtro de 10 kHz a 3-dB. La resolución de un analizador de espectro se define como el ancho de banda a 6-dB del segundo filtro de FI.

Puede parecer que un filtro con las pendientes de corte muy pronunciadas solucionaría el problema de distinguir las dos señales muy de cerca. La razón del punto

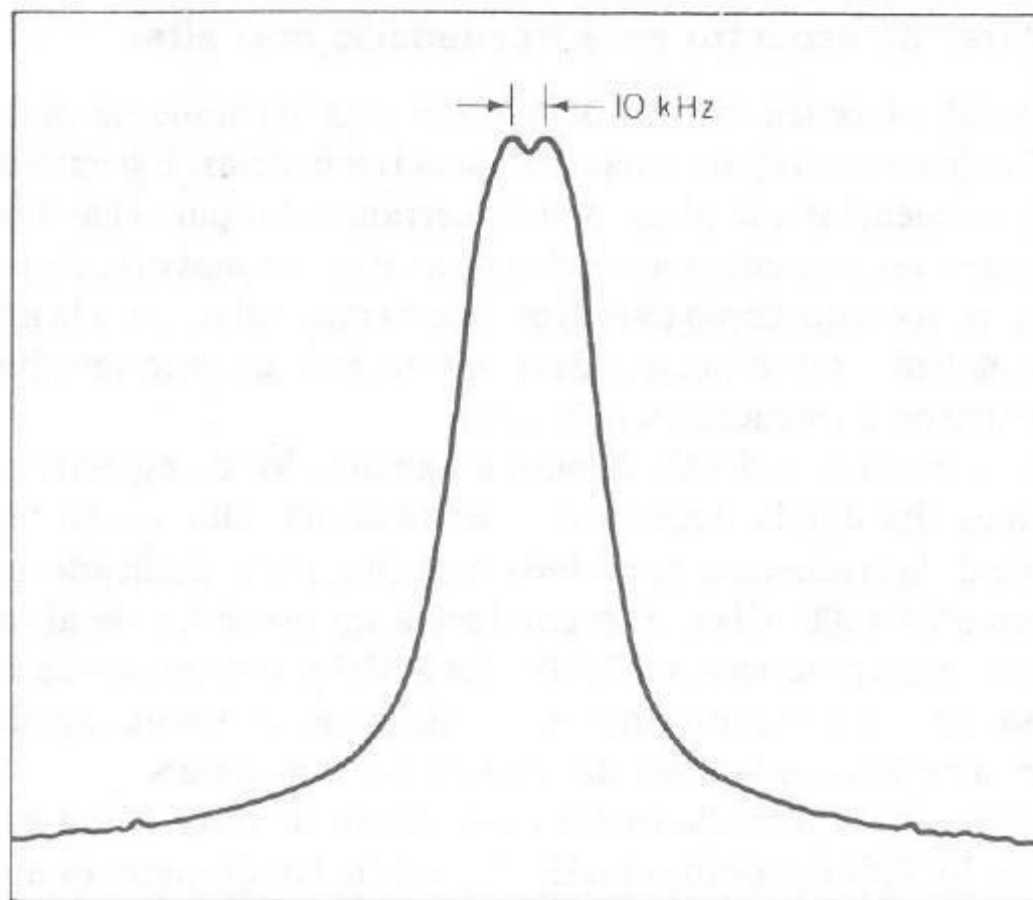


Figura 9-13 Presentación de dos señales separadas 10 kHz, utilizando un filtro de FI con ancho de banda de 10 kHz.

de 6-dB al punto de 60-dB de un filtro a indicación de las faldas de la curva de corte del filtro. Por lo que parecería que un filtro con un factor de forma muy bajo discerniría señales de frecuencia próxima, y hasta cierto punto así ocurre. Sin embargo, hay desventajas significativas con los filtros con faldas de la curva muy pronunciadas en los analizadores de espectro.

El lector debe familiarizarse con la naturaleza de la distorsión introducida cuando una señal modulada pasa a través de un filtro con ancho de banda demasiado angosto para que pase todo el ancho de banda de la modulación. Los componentes de altas frecuencias se reducen, pero además, los circuitos de Q alto del filtro introducen oscilaciones. Aunque la señal en estudio con el analizador de espectro no se pueda modular, la señal se desplace hacia la frecuencia central del filtro causa oscilación en el filtro. Con relación al segundo filtro de FI, la señal de entrada CW al analizador de espectro se modula como una función de la velocidad de barrido del primer oscilador local. Si la velocidad de barrido, esto es, la razón de megahertz por segundo del primer oscilador local, es demasiado grande, la amplitud de la señal de salida del segundo filtro de FI se reduce y quizá sea distorsionada. Los filtros con faldas de la curva pronunciados causan mayor distorsión; y un filtro especial llamado gaussiano origina la mínima cantidad de distorsión. La razón máxima permisible de barrido está en función del ancho de banda del filtro gaussiano y se da por la siguiente ecuación:

$$\text{velocidad máxima de barrido} = 2.3 (\text{ancho de banda})^2 \text{ Hz/s} \quad (9-12)$$

Como se puede ver, la máxima razón de barrido para un filtro de ancho de banda angosto puede ser considerablemente lenta, y por lo general un analizador de espectro se equipa con un monitor de almacenamiento.

9-4.1 Analizadores de espectro para frecuencias más altas

El análisis espectral a frecuencias de 100 MHz es una herramienta muy importante para el desarrollo de circuitos y sistemas con estas frecuencias. Excepto unos cuantos osciloscopios de frecuencias más altas, no hay herramientas para el análisis de señales a frecuencias superiores a pocos cientos de megahertz. La mayoría de los análisis de señal se realiza con un osciloscopio para frecuencias más bajas; para la amplitud, fase y distorsión. El analizador de espectro constituye un instrumento sensible para investigar estos parámetros a frecuencias más altas.

Se requiere la frecuencia del OCV para un analizador de espectro para ampliar una frecuencia más alta que la frecuencia de entrada más alta, a una frecuencia por lo menos el doble de la frecuencia de entrada más alta. Para analizadores de espectro que operan a cerca de 1000 MHz, esto conduce a un oscilador de al menos 1000 a 2000 MHz y, en diseños prácticos, de 2500 a 3500 MHz. Este rango de frecuencia requiere un oscilador con un circuito sintonizado diferente de los de capacitor y bobina que se encuentran en los osciladores de frecuencias más bajas.

Un circuito oscilador apropiado para este rango de frecuencias es el *oscilador sintonizado YIG*. El YIG (acrónimo inglés de itrio hierro granate) es un material ferromagnético con algunas propiedades muy útiles para frecuencias de microondas. El YIG como muchos ferromagnéticos, posee la propiedad de que las moléculas del granate tienen momentos magnéticos que normalmente se alinean de manera aleatoria. Los momentos magnéticos se pueden alinear en una dirección aplicando un campo magnético estático. La aplicación de un campo magnético alternante ocasiona que los momentos magnéticos precesen como un trompo. La frecuencia de precesión es función del tipo y tamaño del material YIG así como de la fuerza del campo magnético aplicado. La amplitud más grande de la precesión ocurre cuando el campo alternante aplicado es igual a la frecuencia de precesión del cristal YIG. Por lo tanto, esta resonancia sirve para crear osciladores y filtros. La frecuencia de resonancia está en la región de gigahertz y el Q del resonador YIG puede ser demasiado alto.

Los resonadores YIG se elaboran con esferas altamente pulidas de YIG, con un diámetro de 0.25 mm. La esfera se coloca en un campo magnético estático con una intensidad de campo H (figura 9-14). Una bobina de detección se ubica a ángulos rectos del campo magnético estático y se usa como el método de acoplamiento de energía dentro y fuera de la esfera YIG. En algunas aplicaciones se puede agregar una segunda bobina de acoplamiento ortogonal al campo estático y a la otra bobina de acoplamiento.

El circuito equivalente del resonador YIG es esencialmente un circuito sintonizado en paralelo con una pequeña inductancia fija en serie. La frecuencia de resonancia del circuito paralelo se puede sintonizar por medios electrónicos variando la corriente a través de las bobinas del campo magnético. A diferencia del oscilador típico sintonizado electrónicamente de un varactor, donde la frecuencia de resonancia varía con sólo modificar el capacitor del circuito sintonizado, el resonador YIG sintoniza la capacitancia equivalente y la inductancia. Esto permite tener una impedancia más constante del circuito resonante en un oscilador y también un rango sintonizado de varias octavas, mucho mejor que las dos octavas que son comunes de los osciladores sintonizados con varactor.

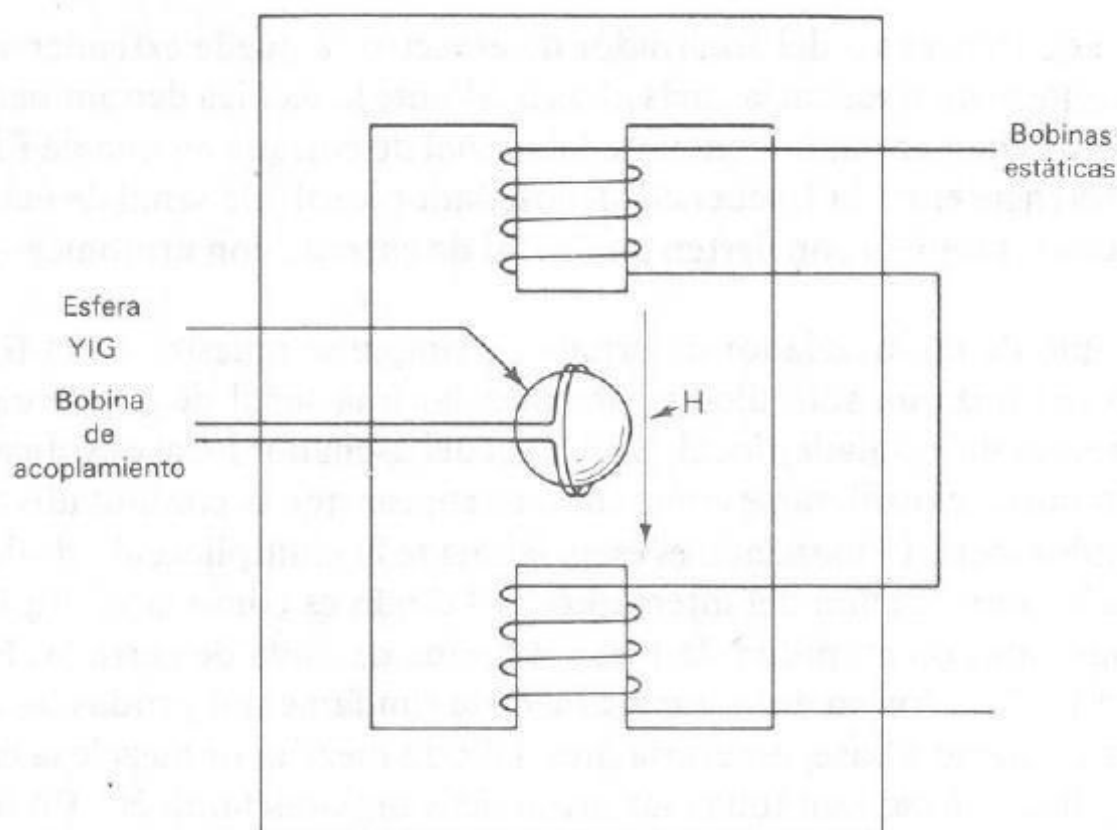


Figura 9-14 Esfera YIG, bobinas de acoplamiento asociadas y el campo magnético estático.

El circuito resonante YIG se puede utilizar en un oscilador como elemento para determinar la frecuencia (figura 9-15). En este ejemplo el circuito resonante se coloca en el emisor, mientras se introduce una retroalimentación positiva por la bobina en la terminal de la base.

La frecuencia de este circuito se controla electrónicamente variando la corriente a través de la bobina del campo magnético estático. Esto es muy similar al empleo del voltaje a través de un diodo varactor utilizado para sintonizar un oscilador convencional. Hay algunas diferencias importantes entre el oscilador sintonizado YIG y el sintonizado por varactor. La primera: la razón de la frecuencia máxima-mínima puede ser mucho mayor de 2, la cual es el límite recomendado para osciladores sintonizados por varactor. Segunda: el Q elevado del oscilador YIG ofrece un funcionamiento mejor en el ruido de fase en los analizadores de espectro y generadores de barrido.

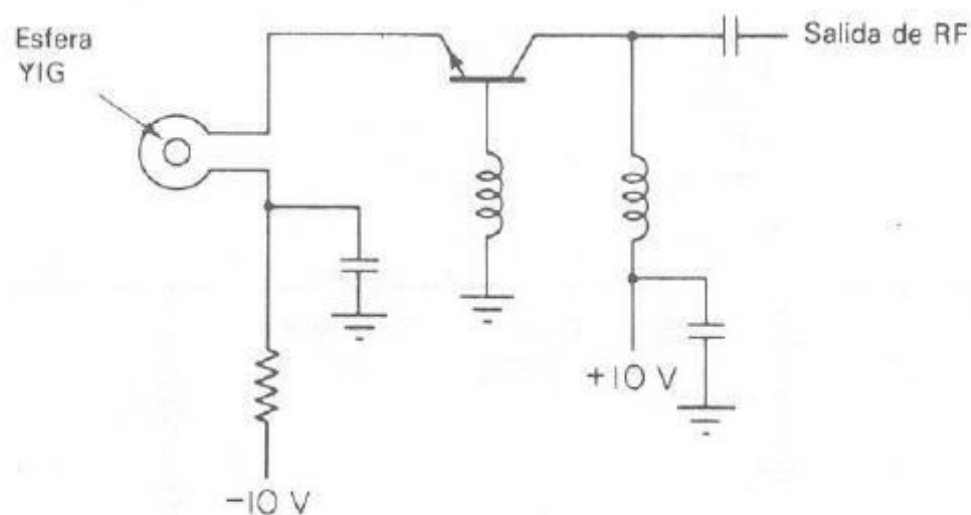


Figura 9-15 Circuito oscilador con resonador YIG.

El rango de frecuencia del analizador de espectro se puede extender sin recurrir a un oscilador local de frecuencias más altas mediante la técnica denominada *mezclado de armónica*. Un mezclador convierte una señal de entrada en una de FI tomando la suma o diferencia entre la frecuencia del oscilador local y la señal de entrada. Muchos mezcladores también convierten una señal de entrada con armónicas del oscilador local.

Un ejemplo de un mezclador de armónica simple se muestra en la figura 9-16. En este caso se utiliza un solo diodo para mezclar una señal de RF de entrada con la tercer armónica del oscilador local. Si el nivel del oscilador local es suficientemente alto, el diodo puede considerarse como un interruptor que es conmutado a la velocidad del oscilador local. El mezclado es esencialmente la multiplicación de dos señales, en tanto que la conmutación del interruptor del diodo es como la multiplicación de una onda cuadrada con amplitud de 1 por la forma de onda de entrada. Puesto que una onda cuadrada se forma de la sumatoria de la fundamental y todas las armónicas impares de la frecuencia base, esperaríamos que el diodo mezclador mezcle la entrada RF con la del oscilador local con todas las armónicas impares también. En un circuito práctico, puesto que el ciclo de trabajo no es exactamente del 50%, no sólo están presentes las armónicas impares, el diodo mezclador del ejemplo mezcla la señal de RF de entrada con todas las armónicas del oscilador local.

En el analizador de espectro descrito previamente la posibilidad de generar cualquier entrada espuria con las armónicas del oscilador local se elimina por medio del filtro pasa-baja de entrada. Si se elimina este filtro pasa-baja, se coloca un filtro paso-banda a la entrada del analizador de espectro, ciertas armónicas del oscilador local se pueden usar para ampliar el rango del analizador de espectro. El analizador previo se utilizará como ejemplo para detallar esta operación.

El oscilador local abarca de 400 a 700 MHz y la primera FI es de 400 Mhz. Si se utiliza la segunda armónica del oscilador local, de 800 a 1 400 MHz, ésta menos la primera de FI daría un rango de entrada de 400 a 1 000 MHz y la suma resultaría de 1 200 a 1 800 MHz.

La tercera armónica del oscilador local, de 1 200 a 2 100 MHz, permite la conversión de 800 a 1 700 MHz y 1 600 a 2 500 MHz para la diferencia y suma, respectivamente.

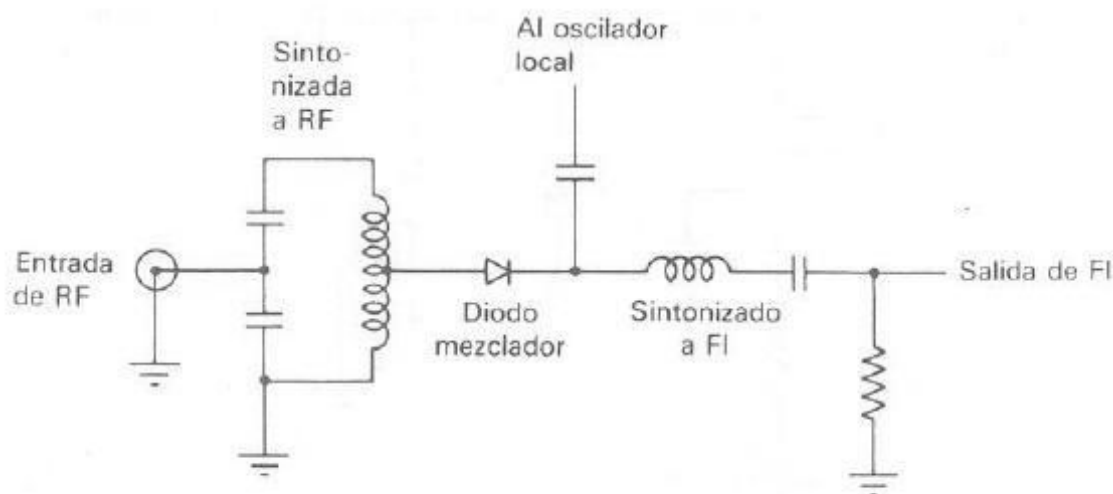


Figura 9-16 Simple diodo mezclador en serie capaz de mezclar armónicas

Se pueden utilizar otras armónicas para extender aún más el rango de frecuencia.

Otro método para obtener otro rango de frecuencia del mismo mezclador y oscilador local es usar la suma de la primera FI y la frecuencia del oscilador local que cubre el rango de frecuencia de 800 a 1 100 MHz.

Nótese que, aunque el rango del analizador de espectro se puede extender con esta técnica, en este ejemplo existe un rango de frecuencias que no se cubren y es de 300 a 400 MHz. Cuando se requiere cubrir por completo el rango de frecuencias, la segunda FI se utiliza en lugar de la primera para obtener la cobertura de frecuencia requerida.

Si se usa el mezclador de armónica, se necesitan hacer varias correcciones para el monitor del analizador de espectro. Primero, cuando se utiliza el mezclador armónico, el dial de frecuencia central del analizador debe tener las calibraciones de frecuencia correctas. Normalmente, esto se realiza mediante un arreglo dial mecánico, que simplemente presenta las frecuencias correctas. Los diales electrónicos pueden manejar los números electrónicamente. Segundo, puesto que se usa una armónica del oscilador local, la razón de cambio de frecuencia relativa a la n -ésima armónica por volt es N veces la fundamental; por consiguiente, se ha de ajustar el monitor del analizador de espectro. Si se usa la n -ésima armónica, el voltaje sintonizado en el oscilador local se divide entre N . Por último, la eficiencia de mezclado del mezclador a la frecuencia de las armónicas, especialmente las armónicas de mayor orden, es menor que la fundamental. Por lo que hay que corregir el monitor para evitar esta pérdida de señal. Esto se logra desajustando la pantalla mediante el número de diferencia de decibels entre la pérdida del mezclador de la fundamental y la pérdida del mezclador de la armónica. En la figura 9-17 se ilustra un diagrama de bloques de un analizador de espectro con mezclado de armónica con todos los circuitos de corrección requeridos.

El principal problema de usar el analizador de espectro con mezclado de armónica es que se elimina el filtro paso-baja de entrada y todos los posibles rangos de mezclado armónica se presentan en la entrada del analizador de espectro. Por lo que existe considerable ambigüedad en la presentación que algunas señales pueden aparecer en más de un punto en la presentación, varias técnicas de identificar señales pueden discernir entre correctas e incorrectas; pero la mejor es colocar un filtro externo paso-banda entre el sistema que está siendo probado y el analizador de espectro, con lo que se eliminan muchas señales espurias. Un ejemplo de analizador de espectro se muestra en la figura 9-18.

9-4.2 Analizadores de espectro con transformada de Fourier

La explicación del análisis espectral hasta este punto comprende la manipulación de la señal por analizarse mediante un filtrado paso-banda, filtrados estrechos, traslación de frecuencia y varias combinaciones de estas técnicas. Hay métodos matemáticos para calcular el espectro de una señal si la señal se reduce a una ecuación matemática o a un conjunto de puntos dado. El método matemático más directo es la transformada de Fourier. Una señal que se pueda representar como una ecuación, una gráfica o un conjunto de puntos datos donde la variable independiente es el tiempo puede ser transformada en otra ecuación, gráfica o conjunto de puntos dato donde la variable independiente es la frecuencia. La transformación produce el espectro de la forma

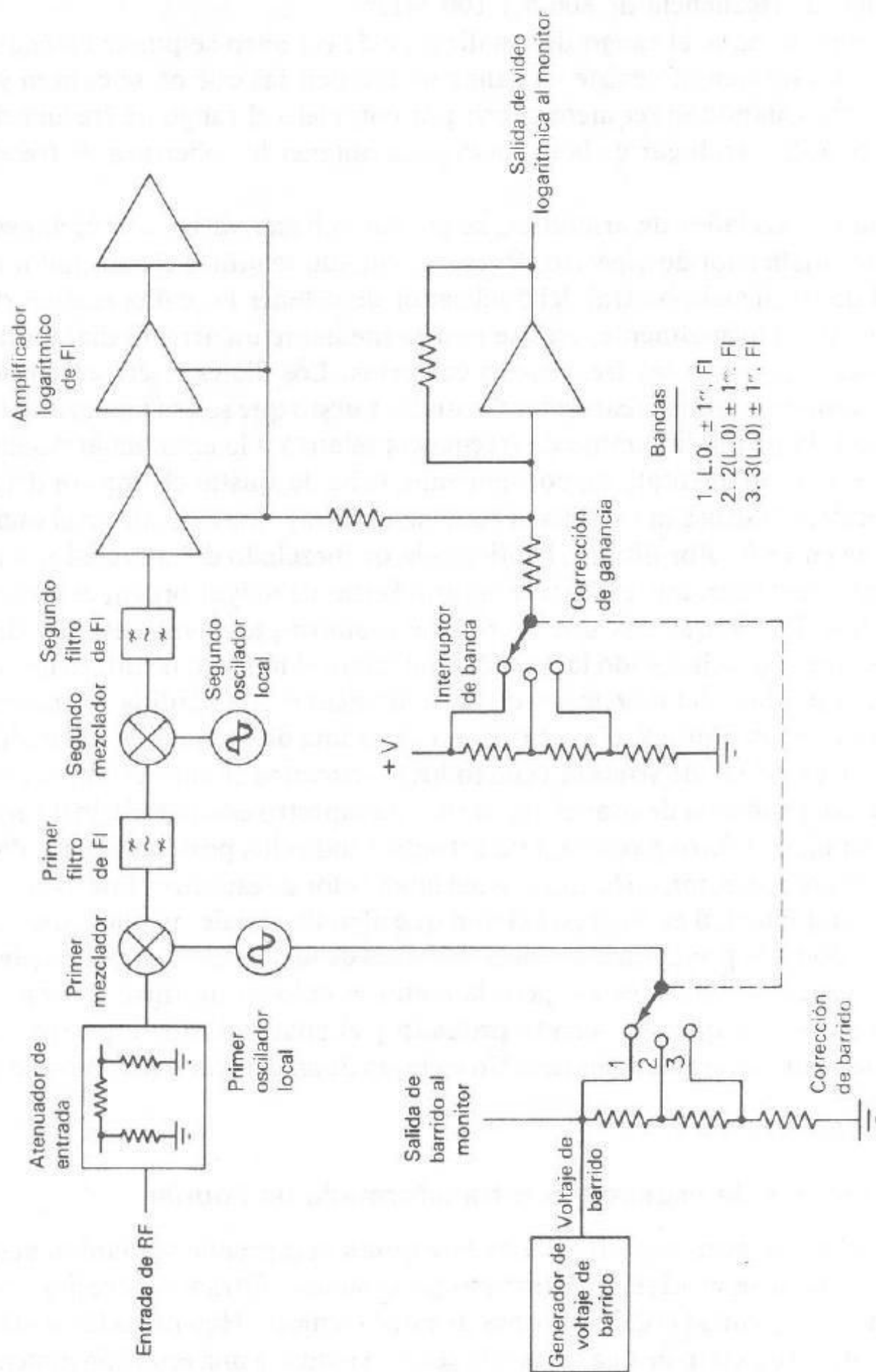


Figura 9-17 Analizador de espectro utilizando el mezclado de armónica mostrando todos los circuitos correspondientes.

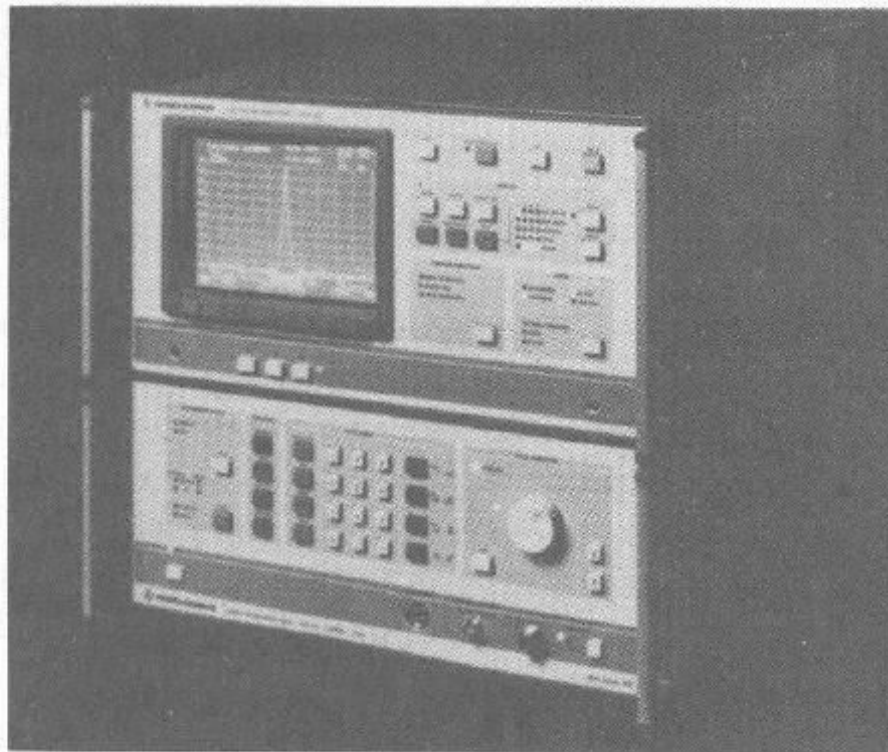


Figura 9-18 Ejemplo de un analizador de espectro.

de onda. Si una señal se transforma en un conjunto de puntos dato matemáticos mediante la digitalización de una señal analógica, se puede programar una computadora digital para obtener la transformada de Fourier, con la cual se calcularía el espectro de la forma de onda. El método para calcular el espectro se llama algoritmo, y el más eficaz para una computadora digital es la transformada de Fourier rápida TFR. Recuerdese que con el analizador de espectro TFR digital los datos se digitalizan; después de lo cual, el espectro se calcula en lugar del espectro derivado a partir de la señal real presente. Si se utilizan algoritmos muy especializados el tiempo de retraso a partir de que ocurre la señal real y presentación del espectro puede ser largo.

Una muestra de la señal por analizarse se digitaliza mediante cualquier método apropiado de conversión analógica-digital (capítulos 6 y 7). El resultado de esta conversión, es un conjunto de números digitales que representan la amplitud de la onda de entrada como una función del tiempo, sobre un tiempo específico se almacena en memoria y el espectro se calcula a partir de este conjunto de datos. El conjunto de números que representa la entrada digitalizada se llama "registro de tiempo" de la entrada. Nótese que el espectro se puede calcular en cualquier tiempo después de realizar la conversión analógica-digital. Ya que la computadora requiere una cantidad finita de tiempo para calcular el espectro, la exhibición de éste ocurre poco después que se presenta la onda de entrada. Al comparar esto con el analizador de espectro convencional descrito anteriormente en esta sección, donde la señal se analizó con muy poco retraso, apenas el que era necesario para la propagación por el analizador de espectro. El analizador de espectro convencional se llama analizador de espectro "en tiempo real"; en tanto que el analizador que utiliza un algoritmo de computadora y una conversión analógica-digital se denomina analizador de espectro TFR. Se le da otros nombres como "analizador digital de espectro" y "analizador Fourier".

El analizador de espectro TFR puede ser una herramienta muy potente sin llegar a ser muy cara, ya que el poder del analizador proviene de algoritmos de computado-

ra que se pueden mejorar sin aumentar grandes cantidades de circuitos al analizador. Por supuesto, el analizador no es mejor que sus convertidores analógico-digital o la cantidad de memoria. Otra ventaja que se aprovecha para mejorar el poder del analizador TFR es que la señal de entrada se captura y “congela” en el tiempo. Entonces, se pueden efectuar operaciones matemáticas grandes y complejas sobre la señal de entrada.

A pesar de que el analizador TFR es potencialmente una unidad poderosa, hay algunas limitaciones inherentes a la técnica. Primera, la transformada de Fourier rápida no es una transformada continua verdadera sino que produce una transformada de resolución finita. Esto significa que el espectro sólo se encuentra en intervalos específicos. La naturaleza del espectro sólo es inferible entre los intervalos. Por lo general, la naturaleza de la onda a analizarse permite hacer una simple interpolación entre las líneas discretas del espectro. Sin embargo, para algunas formas de onda esta consideración produce resultados erróneos.

El analizador TFR muestrea la señal de entrada a un periodo específico, esto se conoce como ventana. La señal por analizarse se considera como señal periódica, donde la señal digitalizada dentro de la ventana se repite indefinidamente.

Para tener una idea de cómo afecta esto al analizador de espectro TFR, considérese que una señal se muestrea y digitaliza durante 1 s. El analizador de espectro tiene 1 s de datos para calcular el espectro. Si la señal fuera una que cambiara muy lentamente, el 1 s de datos no contendrá la suficiente información acerca de los cambios de la señal necesarios para realizar con exactitud el cálculo de espectro. Sin embargo, si la señal fuera una señal cambiante rápida, el 1 s de muestreo proporcionaría demasiados datos, cubriendo muchos ciclos de la onda periódica, algunos de ellos, posiblemente redundantes, para calcular un espectro exacto. Mientras más datos estén disponibles, más información se puede obtener del espectro. Una señal que cambia lentamente se puede describir solamente con componentes de frecuencia baja. Las señales que cambian rápidamente requieren componentes espectrales de frecuencia alta. Si se obtuviera 1 s de datos, el cálculo del espectro puede generarse con información espectral o resolución de 1 Hz. El analizador de espectro TFR calcula el espectro como si los datos muestreados dentro de la ventana se repitiesen indefinidamente. Esto es por que no se conoce nada de la señal de entrada fuera de ventana muestreada, y esta consideración es necesaria. Si el tiempo de la ventana se escoge con cuidado de modo que se disponga de datos suficientes, se puede realizar un cálculo del espectro.

La resolución más estrecha posible de una señal muestreada es

$$f_r = \frac{1}{T}$$

donde f_r es la resolución de frecuencia y T el tiempo de la ventana muestreada.

El número de puntos dato dentro de la ventana afecta la calidad del espectro calculado. El teorema de muestreo de Nyquist establece que la componente de frecuencia más alta de una señal compleja que se puede muestrear con exactitud debe ser la mitad de la velocidad de muestreo. Relacionando esto con el ejemplo si se obtuviera 1 s de datos a la velocidad de muestreo de 1 kHz, el espectro calculado tendría un rango de 1 a 500 Hz, con un punto espectral exhibido cada 1 Hz; por consiguiente, se visualizarían 500 puntos.

El rango de frecuencia a la entrada del analizador de espectro TFR se debe restringir a no más de un medio de la frecuencia de muestreo, para prevenir la generación de componentes espectrales espurias llamadas componentes ocultas. Este requisito es similar a cualquier sistema muestreado, excepto que las componentes ocultas son completamente visibles en la presentación del espectro.

La resolución de la conversión analógica-digital afecta la calidad del cálculo del espectro. Mientras más fina sea la resolución de la conversión digital de los datos, más exacta será la presentación del espectro calculado. Aproximadamente, la relación del incremento más grande con respecto al incremento más pequeño que se puede detectar por la conversión analógica-digital se llama rango dinámico y, normalmente, se expresa en decibeles. Esto se puede representar como

$$R_d = 20 \log 2^N$$

donde N es el número de bits en la digitalización.

El rango dinámico representa la diferencia en el nivel entre la señal más grande que se puede medir sin sobrecargar y la señal más pequeña que se puede exhibir con la más grande. En esencia es lo mismo que la definición de rango dinámico aplicado al analizador de espectro en tiempo real. Recuérdese que en el analizador de espectro en tiempo real, la condición de sobrecarga se representó por la generación de productos de intermodulación que aparece en la pantalla del analizador de espectro. El nivel más bajo del rango dinámico se limitó por el nivel de ruido del analizador. Hay un tipo de ruido relacionado con la conversión analógica-digital llamado ruido cuantizable, el cual se explicó en capítulos previos, y es el factor limitante para señales pequeñas en el analizador de espectro TFR. Por consiguiente, ambos tipos de analizadores están limitados en el extremo alto por la sobrecarga y en el extremo bajo por el ruido.

EJEMPLO 9-3

¿Qué resolución, frecuencia total de exhibición y rango dinámico se tendrá disponible de una señal de entrada que se muestreó durante 4 s a una velocidad de muestreo de 20 kHz con una conversión de 10-bit?

SOLUCION La resolución de cálculo del espectro es el recíproco de la ventana muestra y es

$$f_r = \frac{1}{T} = \frac{1}{4} = 0.25 \text{ Hz}$$

La frecuencia espectral calculada máxima es una mitad de la frecuencia de muestreo y es

$$f_h = \frac{f_s}{2} = \frac{20 \text{ kHz}}{2} = 10 \text{ kHz}$$

El rango dinámico es

$$R_d = 20 \log 2^N = 20 \log 1\,024 = 60 \text{ dB}$$

Para tener una idea más clara del número de muestras y la cantidad de datos de computadora comprendidos en el cálculo del espectro con la TFR, determínese el número de muestras y bits requeridos para el ejemplo 9-3. Cuatro segundos de datos muestreados a una velocidad de 20-kHz darían como resultado 80 000 palabras de dato. Ya que cada palabra de dato es una conversión analógica-digital de 10 bit, 800 000 bits de datos de computadora calculados se manejarían en el conjunto de datos de entrada.

Debido a que el analizador de espectro TFR toma muestras fijas de la señal deseada por analizar, la determinación del espectro resultante representa un espectro de función periódica, donde la muestra se repite indefinidamente. La muestra representa una ventana y los datos se consideran como una función periódica, donde en la ventana se repiten. Por lo tanto, la exhibición del espectro se realiza a base de líneas separadas por $1/T$ hertz, donde T es la duración de la ventana. La forma de ésta afecta el espectro en cierto grado dependiendo del tipo de onda que se analice. El tipo de ventana más simple se representa por un interruptor prendido/apagado. Esto es, el interruptor se activa, la señal se digitaliza y el interruptor se cierra. En una onda repetida, este muestreo puede contener repentinas cuando enciende o apaga. Este tipo de ventana produce la mayor distorsión; sin embargo, en muchos casos esta ventana no produce problemas significativos. En algunas ondas, en las que la ventana encendida/apagada (algunas veces llamada ventana uniforme o ventana rectangular) produce una degradación inaceptable del espectro calculado.

La solución al problema en las ventanas es no abrirla repentinamente sino en forma gradual. En lugar de un interruptor encendido/apagado, se utiliza un atenuador variable, el cual se abre como una válvula y admite la señal por digitalizar. Esto reduce la transición repentina que se debe al simple cambio encendido/apagado de la señal de entrada.

Aun cuando la válvula se abre, afecta la distorsión producida por el muestreo. Se pueden utilizar varias funciones matemáticas para controlar la apertura de la válvula y minimizar la distorsión de ciertas ondas.

La figura 9-19 muestra algunas ventanas comunes y sus ecuaciones matemáticas.

La ventana rectangular o ventana uniforme suelen utilizarse para transitorios. Para ondas senoidales y funciones periódicas sin muchas armónicas, se puede utilizar la ventana Hamming. Sin embargo, se presentan varios problemas sutiles con la ventana Hamming por lo que se utiliza una ventana Hann o "plana" en la parte superior cuando las inexactitudes introducidas por la ventana Hamming son inaceptables. La mayoría de los analizadores de espectro TFR ofrecen varias ventanas seleccionables.

El análisis espectral con TFR se restringe principalmente a analizadores de bajas frecuencias debido a las limitaciones de velocidad de los convertidores analógico-digital. En el capítulo 7 se expuso la conversión A/D rápida para utilizarla en osciloscopios digitalizados, pero estos convertidores se limitaron a 8 bits. Para obtener un rango dinámico razonable se necesitan 10 o más bits para la conversión digital. Esto dificulta la velocidad de la conversión analógica-digital y descarta el uso de algunos convertidores más rápidos, como el de ráfaga. Generalmente los analizadores TFR se limitan a frecuencias inferiores a 500 kHz.

$$\text{Ventana rectangular} = \begin{cases} 1 & \text{para } |n| \leq \frac{N-1}{2} \\ 0 & \text{cualquier otro caso} \end{cases}$$

$$\text{Ventana Hann} = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos \frac{2\pi n}{N-1}; & |n| \leq \frac{N-1}{2} \\ 0 & \text{cualquier otro caso} \end{cases}$$

$$\text{Ventana Hamming} = \begin{cases} 0.54 + 0.46 \cos \frac{2\pi n}{N-1}; & |n| \leq \frac{N-1}{2} \\ 0 & \text{cualquier otro caso} \end{cases}$$

n = Número muestra

N = Muestras totales

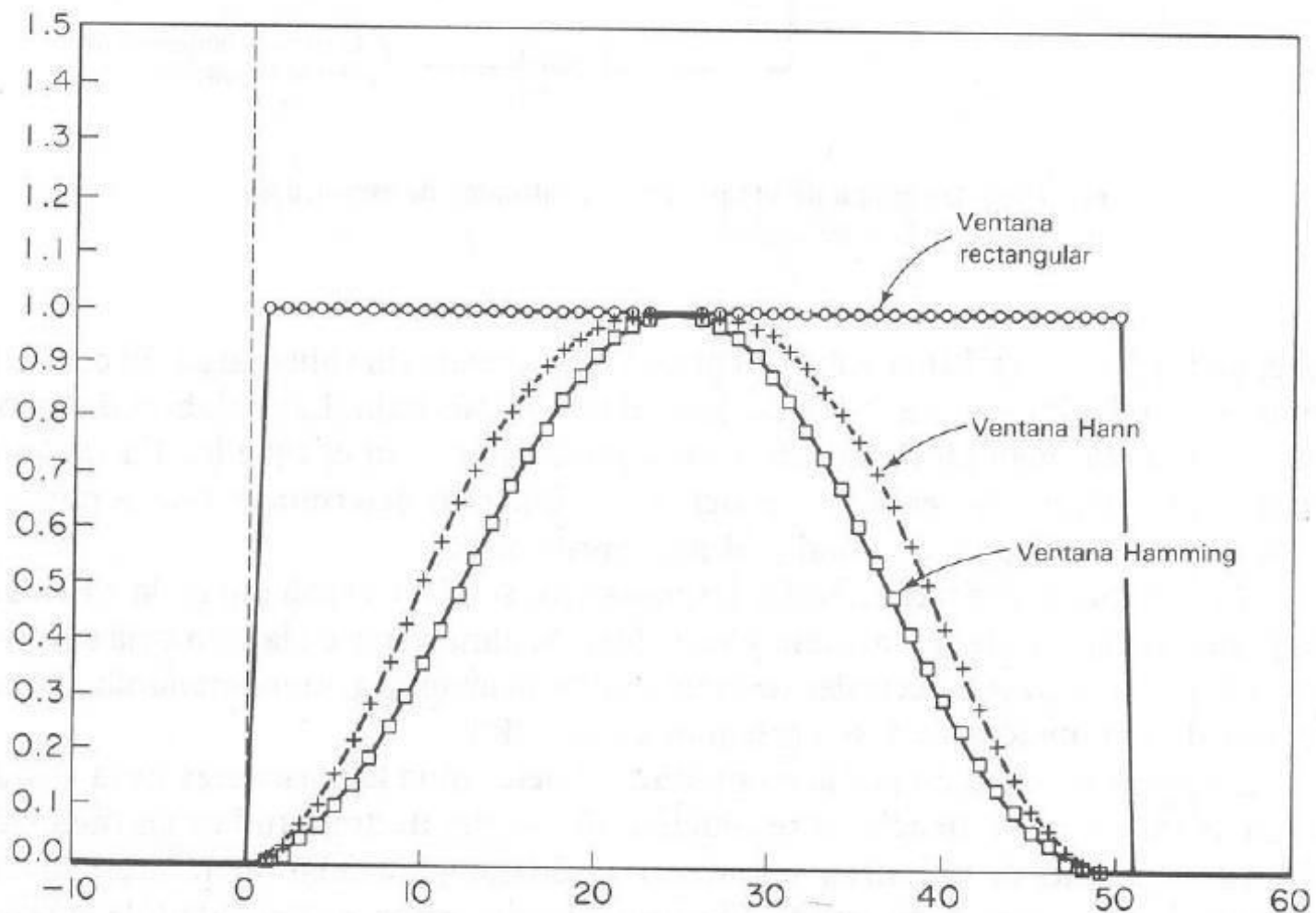


Figura 9-19 Funciones de ventana más comunes y sus fórmulas matemáticas.

La figura 9-20 muestra un diagrama en bloque de un tipo de analizador de espectro TFR. A la entrada del analizador de espectro hay un filtro paso-baja el cual evita las componentes ocultas. En muchos casos es un filtro seleccionado automáticamente con una frecuencia de corte determinada por el ajuste de parámetros del analizador de espectro. Un atenuador sigue al filtro paso-baja, el cual fija el nivel de la señal alimentada en el convertidor analógico-digital para prevenir una sobrecarga en el convertidor. Maximizar el rango dinámico del analizador de espectro es tan importante que muchos instrumentos ajustan automáticamente el atenuador al valor óptimo. Para esto se monitorea la salida del convertidor A/D con un computador y se ajusta

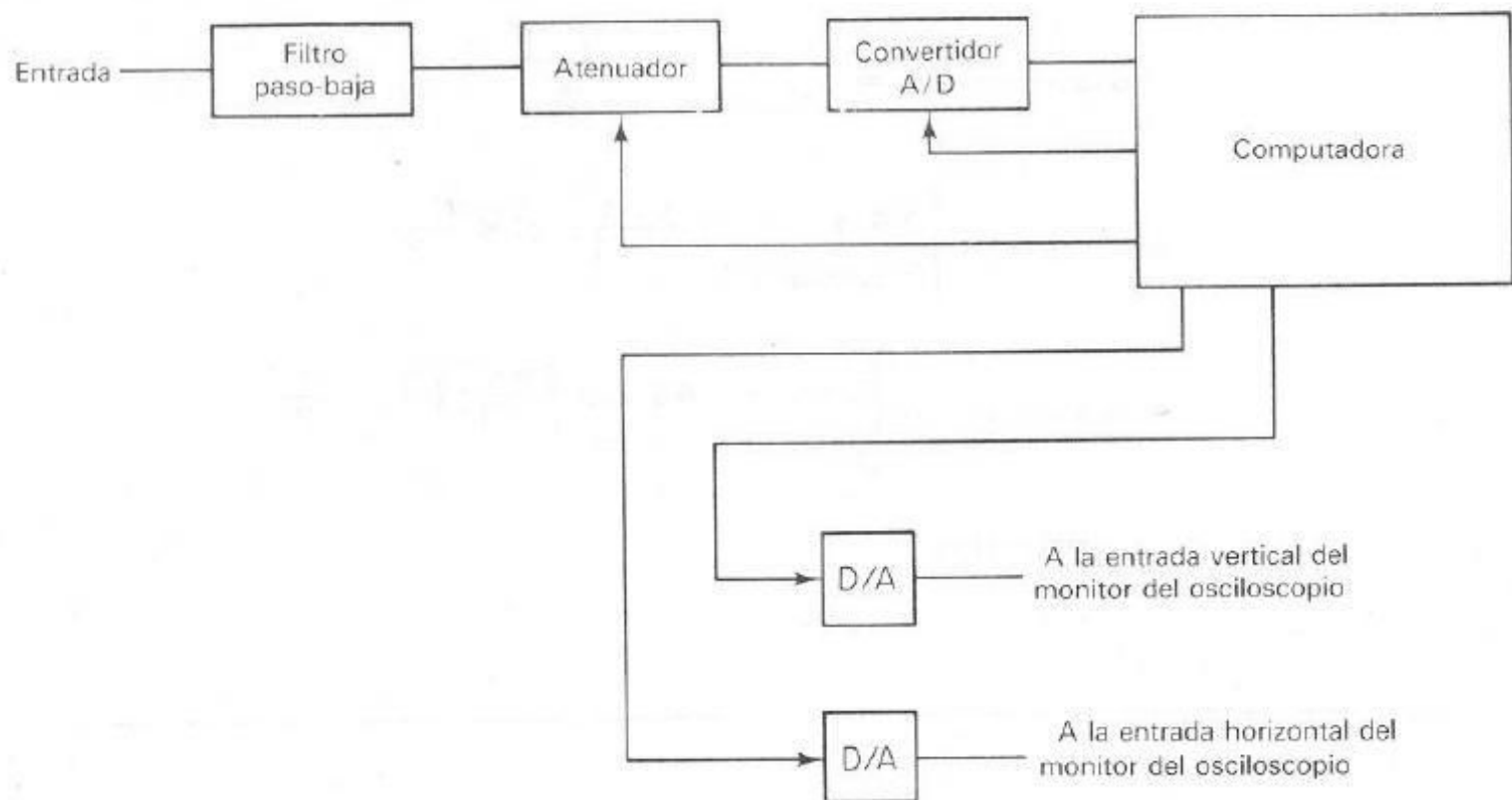


Figura 9-20 Diagrama de bloque de un analizador de espectro de transformada de Fourier rápida.

el atenuador para permitir la señal de entrada más grande sin sobrecarga. El convertidor analógico digital sigue a continuación del filtro paso-baja. Las palabras dato convertidas se almacenan en la memoria del computador para el cálculo. La razón de muestreo, el tiempo de ventana y el tiempo de inicio se determinan por la posición de los controles del panel frontal y el microprocesador.

Una vez que se digitalizan todas las muestras, se inicia el cálculo de la TFR. Las componentes espectrales se calculan y los valores se almacenan en la memoria del computador. Las muestras espectrales se recuperan de la memoria, alimentándolos al convertidor digital analógico, y se presentan en un CRT.

El algoritmo utilizado por la computadora determina la naturaleza de la visualización, el rango de frecuencia, la resolución, los niveles de amplitud de entrada y demás. Las ventanas de muestreo se pueden modificar para mejorar la presentación espectral. Las técnicas de promediado pueden incrementar la capacidad de la señal-ruido del analizador. A diferencia del analizador de espectro en tiempo real, todo esto se logra sin filtros adicionales, circuitos de fase fija, ni complicados circuitos eléctricos para conmutación.

Dado que el analizador contiene un computador con el fin de realizar el algoritmo TFR, éste se puede utilizar para efectuar otras operaciones matemáticas en la presentación del monitor espectral. Como ejemplo, los resultados de varios espectros se pueden promediar para mejorar las presentaciones no bien definidas. Se pueden emplear "promedios" más complejos, como la raíz media cuadrada para reducir los efectos de una señal ruidosa. Todas las rutinas para promedios requieren tiempo adicional para obtener datos y calcular la TFR y el promedio. Sin embargo, el resultado es una considerable mejoría en la determinación del espectro. Los más altos niveles de ejecución de un analizador de espectro TFR se consiguen con estos métodos estadísticos.

9-4.3 Aplicaciones del analizador de espectro

El analizador de espectro (figura 9-18) es una herramienta poderosa que tiene muchas aplicaciones. Para quien nunca lo ha utilizado, tales aplicaciones pueden ser fáciles aparentemente. Para ilustrar algunas de las aplicaciones, se presentan las señales siguientes, sus descripciones, y la presentación del analizador de espectro, mostradas en la figura 9-21.

- a) *Senoidal pura sin modulación ni distorsión armónica.* Esta señal se caracteriza por tener una sola línea espectral, sin importar cuál sea la dispersión del analizador de espectro o el ancho de banda del filtro de FI.
- b) *Modulación en amplitud.* Cuando una portadora se modula por medio de modulación en amplitud, se generan dos bandas laterales, una debajo y otra arriba de la frecuencia portadora. La separación en frecuencia entre la portadora y las bandas laterales es igual a la frecuencia de modulación. La potencia contenida en las

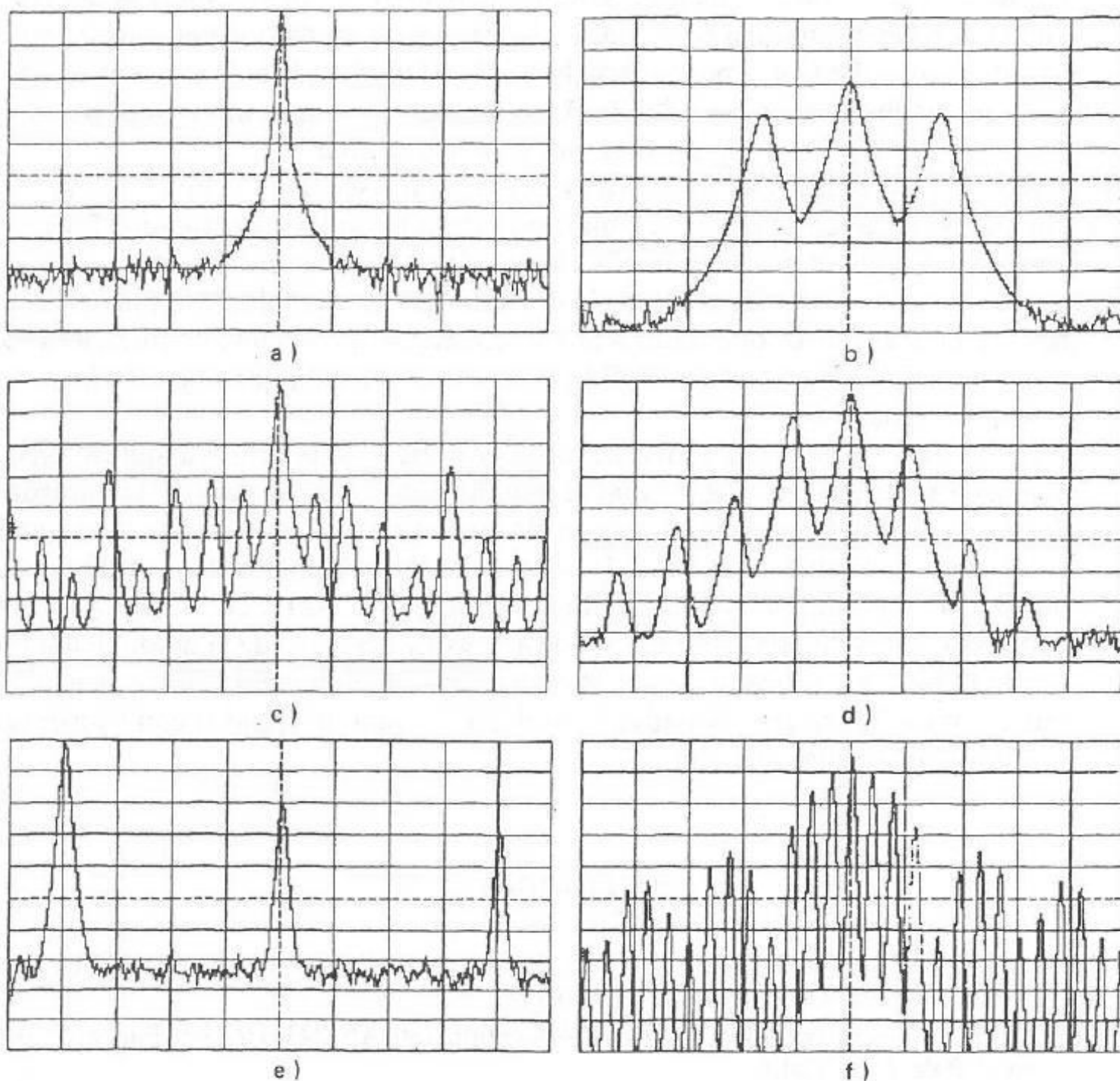


Figura 9-21 Aplicaciones del analizador de espectro.

bandas laterales depende del porcentaje de modulación. Cien por ciento de la modulación produce bandas laterales que están a 6 dB abajo de la portadora. La amplitud de la portadora, por otro lado, no cambia, sea cual sea el porcentaje de modulación.

- c) *Modulación en frecuencia.* La modulación en frecuencia de una portadora produce bandas laterales que se centran alrededor de la portadora como en el caso de la modulación en amplitud, excepto que se genera más de una banda lateral. El número de bandas laterales y la amplitud de éstas se describe por medio de fórmulas complejas basadas en las funciones Bessel. Las bandas laterales son múltiplos de la frecuencia de modulación, y la amplitud de la portadora se afecta según la cantidad de modulación aplicada. La cantidad precisa de modulación de frecuencia se puede determinar si la modulación se ajusta de manera que la amplitud de la portadora u otras bandas laterales vaya a cero.
- d) *Espectro asimétrico.* La generación de un espectro que no es simétrico cerca de la portadora normalmente indica que ambas modulaciones en frecuencia y amplitud ocurren al mismo tiempo. Esto suele ocurrir en un sistema FM donde la banda de paso de un filtro no es plana y la frecuencia modulada deja pasar amplitud modulada. De la misma manera, la amplitud modulada aplicada a una portadora que también causa inestabilidad en frecuencia, la cual es un problema común con circuitos de fase fija, ocasiona un espectro similar.
- e) *Distorsión armónica.* Las armónicas aparecen como señales adicionales en la pantalla del analizador de espectro a múltiplos de la frecuencia portadora. Frecuentemente se requiere que el contenido de armónica de una señal se conserve bajo, del orden de 60 dB o más abajo de la portadora. Por ejemplo, esto puede requerirse en un transmisor operando a una frecuencia asignada que no interfiera con otros servicios de radio al doble de la frecuencia asignada que se puede localizar cerca del transmisor.
- f) *Modulación por pulsos.* La modulación por pulsos fue la primera aplicación del analizador de espectro. Determinar la modulación por pulsos de los transmisores de radar fue una tarea difícil en los inicios del radar, y el analizador de espectro se utilizó para evaluar la calidad de la modulación por pulsos. El espectro de un pulso con amplitud rectangular se ilustra en la figura 9-21f. La estructura de las bandas laterales muestra los tiempos de ascenso y descenso de la modulación por pulso; la simetría indica la presencia o ausencia de modulación en frecuencia, lo que es un problema con osciladores modulados como los usados con transmisores de radar de alta potencia.

BIBLIOGRAFIA

- 9-1. Engleson, Morris and Tewlewski, Fred, *Spectrum Analyzer Theory and Applications*. Dedham Mass.: Artech House, Inc., 1974.
- 9-2. *The Fundamentals of Signal Analysis*, Application note AN-243, Hewlett-Packard Company, Palo Alto, Calif.
- 9-3. Hayward, W. H., *Introduction to Radio Frequency Design*, capítulo 6. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1982.

- 9-4. Krauss, Herbert L., Bostian, Charles W., and Raab, Frederick H., *Solid State Radio Engineering*, capítulos 2 y 7. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1980.

PROBLEMAS

- 9-1. ¿Cuál es el rango dinámico de un analizador de espectro si el nivel de ruido en la pantalla es igual a -80 dBm y dos señales de -10 dBm producen productos de intermodulación de tercer orden que aparecen justamente arriba del ruido?
- 9-2. ¿Cuál es la resolución de un analizador de espectro que utiliza un filtro de FI con un ancho de banda de 30 kHz a 3 dB?
- 9-3. ¿Cuál es la máxima velocidad de barrido en kilohertz por segundo que puede ser usada con un analizador de espectro sin introducir distorsión con un filtro gaussiano de 3-kHz?
- 9-4. Una sola banda lateral está en amplitud modulada con sólo una banda lateral y sin portadora. ¿Cómo debería aparecer esta modulación en la pantalla del analizador de espectro?
- 9-5. ¿Cómo serían los productos de intermodulación de tercer orden relativos a la entrada de un dispositivo si se aplicaron dos señales de -10 dBm al dispositivo con un punto de intercepción de tercer orden de $+15$ dBm?
- 9-6. ¿Cuál es el rango dinámico de un analizador de espectro con un ancho de banda de 30-kHz a 3-dB, una figura de ruido de 15 dB, y un punto de intercepción de tercer orden de $+25$ dBm?
- 9-7. ¿En qué afecta colocar un atenuador fijo adelante en un analizador de espectro a) en el punto de intercepción de tercer orden; b) el rango dinámico; c) el coeficiente de ruido?
- 9-8. ¿Qué rango de frecuencia se cubre con un analizador de espectro si se tiene una primera FI de 2050 MHz y una entrada de 0 a 1 000 MHz con un mezclador armónico cercano a la tercera armónica?
- 9-9. ¿Cuáles son la frecuencia y resolución máximas para un analizador utilizando una ventana de 1.5 s y una velocidad de muestreo de 100-kHz?
- 9-10. Compárese el tiempo de barrido de 0 Hz a 100 kHz sin pérdidas de exploración con un filtro de 100-Hz; con el tiempo mínimo requerido para muestrear el mismo rango de frecuencia con un analizador TFR.

10

Contadores de frecuencia y mediciones de intervalos de tiempo

10-1 CONTADOR DE FRECUENCIA SIMPLE

Los patrones de tiempo y frecuencia (son esencialmente el mismo patrón para tiempo y frecuencia) son únicos en el sentido de que se pueden transmitir por radio desde una localidad a otra sin movimiento real del patrón. Por esto es posible tener la trazabilidad hasta el patrón primario sin dificultad. Además, se relaciona con la estructura del material, por lo que pueden duplicarse con facilidad en todo el mundo para permitir mediciones de gran exactitud en cualquier lugar. Debido a la relativa facilidad y exactitud con que se puede medir tiempo y frecuencia, los sistemas electrónicos se han desarrollado en torno a esta capacidad. Considérese por ejemplo, la tolerancia esperada de un equipo de radiotransmisión. El espectro que requiere un radiotransmisor de dos vías de modulación de voz utilizando modulación en frecuencia es del orden de 15 kHz. Esto significa que si la frecuencia de la portadora del transmisor se mantiene con absoluta precisión, se puede asignar un canal de comunicación cada 15 kHz y optimizar el uso del espectro de radio. Debido a que se cuenta con técnicas de medición exactas y se puede disponer de los patrones, los canales de comunicación se asignan cada 20 kHz en la banda de UHF (450 MHz). Esto requiere una frecuencia portadora exacta y estable de sólo 5 kHz, lo cual es aproximadamente 0.001%, que se consigue con facilidad mediante modernos controles de frecuencia y técnicas de medición.

Aunque han estado disponibles patrones de frecuencia relativamente estables durante muchos años, las mediciones de frecuencia precisa no han sido siempre una tarea fácil de efectuar. Las primeras mediciones de frecuencia requerían patrones de precisión, comparadores de frecuencia y osciladores de interpolación, así como gran habilidad del operador. Esto llegó a un abrupto fin con la introducción de la lógica digital y el desarrollo de los contadores de frecuencia.

La figura 10-1 muestra el diagrama de bloques de un contador de frecuencia simple. Aunque se refiere como “simple”, este contador básico es de gran precisión si se construyen apropiadamente las partes. El contador de frecuencia opera con el principio de permitir el paso de frecuencia de entrada con una compuerta dentro del contador por un tiempo predeterminado. Como vía de ilustración, si una frecuencia desconocida entrara hacia el contador mediante una compuerta 1 segundo (s), el número de cuentas permitidas dentro del contador sería la frecuencia de la entrada. El término *puerta* proviene de que se utiliza una compuerta OR o AND para permitir que la entrada desconocida hacia el contador se acumule. La figura 10-2 ilustra las ondas asociadas con esta acción. Este ejemplo presenta una compuerta AND, aunque también se podría usar una compuerta OR en un circuito similar. Un pulso de flanco positivo con un periodo de 1 s se aplica a una entrada de la compuerta AND. La duración del pulso de 1 s es un 1 lógico y la salida de la compuerta AND es la misma que la entrada desconocida. Cuando el pulso de 1 s regresa al 0 lógico, la salida de la compuerta AND es cero. Entonces, 1 s de los pulsos de entrada desconocida se obtienen a la salida de la compuerta AND. Es necesario contar estos pulsos y presentar el resultado.

Si la compuerta se abre 1 s la cuenta acumulada es igual a la frecuencia promedio de la entrada desconocida en hertz (Hz). Si, por ejemplo, la compuerta fuera abierta 10 s, la cuenta acumulada es la frecuencia promedio de 0.1 Hz. Por otro lado, si la compuerta fuera abierta 0.1 s, la cuenta es la frecuencia promedio en décimas de hertz. Cuando un contador de frecuencia tiene más de una compuerta para intervalo de tiempo

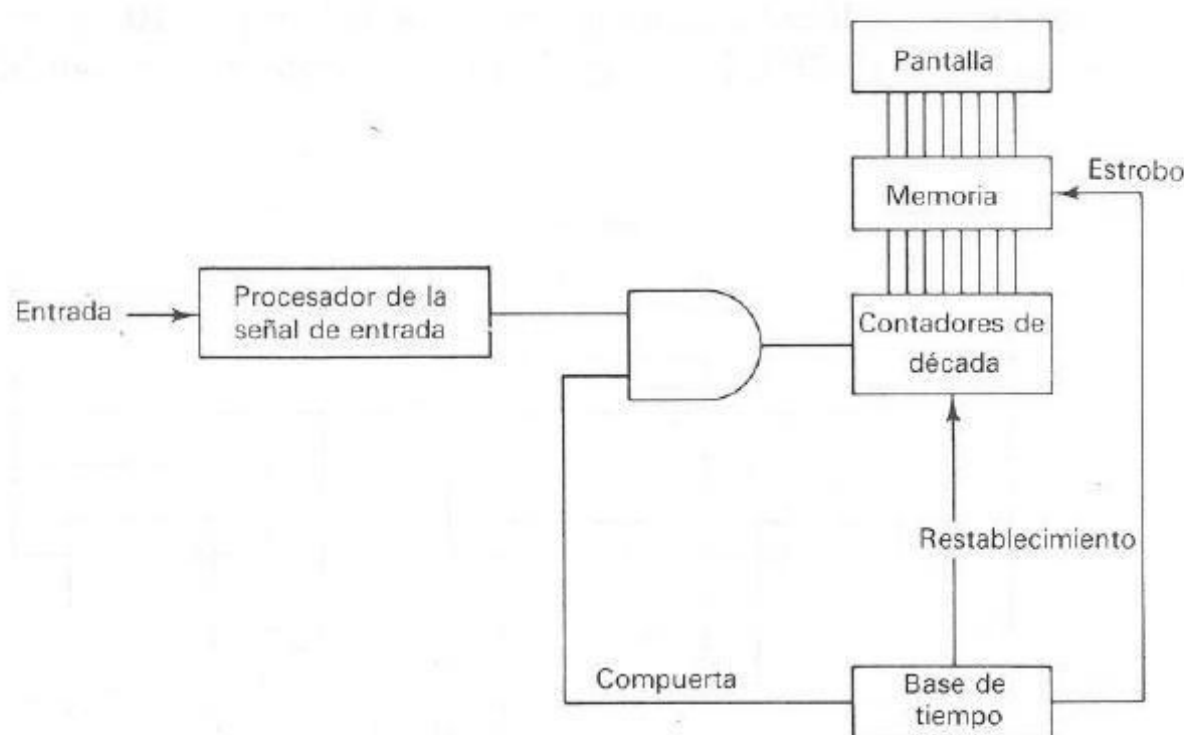


Figura 10-1. Diagrama de bloques básico de un contador de frecuencia.

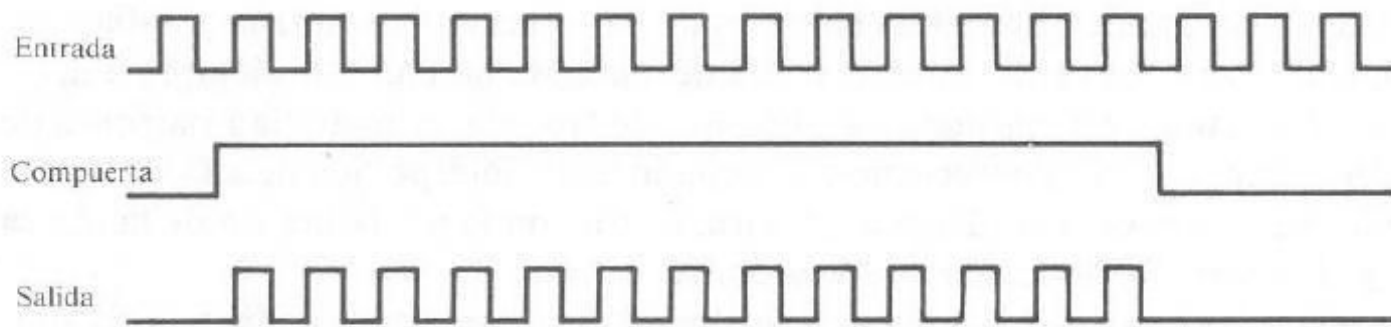


Figura 10-2. Forma de onda asociada con la función del tiempo de compuerta de un contador de frecuencia.

disponible, el punto decimal de la exhibición se conmuta con el selector de tiempo de la compuerta para corregir la frecuencia exhibida.

10-1.1 Contadores de exhibición

En la práctica, los circuitos de conteo se construyen con contadores de circuito integrado, pero conviene entender la operación interna de un contador digital.

La parte principal de un contador de frecuencia es el contador de décadas, el cual se puede elaborar a partir de cuatro flip-flops y una compuerta AND (figura 10-3). Este contador de décadas se llama contador de ondas, porque el reloj de un flip-flop se deriva de la salida de los flip-flops anteriores, lo cual requiere que los pulsos de reloj se propaguen a través del contador de la primera etapa hasta la última etapa. La última etapa, sin embargo, deriva su reloj de la primera etapa, la que reduce el retraso de propagación en cierto grado.

Un mejor método para la construcción de un contador es utilizar un contador síncrono (figura 10-4). Todos los relojes de los flip-flops han de conectarse juntos, lo que reduce el retraso de propagación y permite velocidad más alta de conteo.

La salida del contador en décadas sigue la secuencia de la figura 10-5 y se llama decimal codificado a binario (BCD). Esto significa que se emplea el código binario

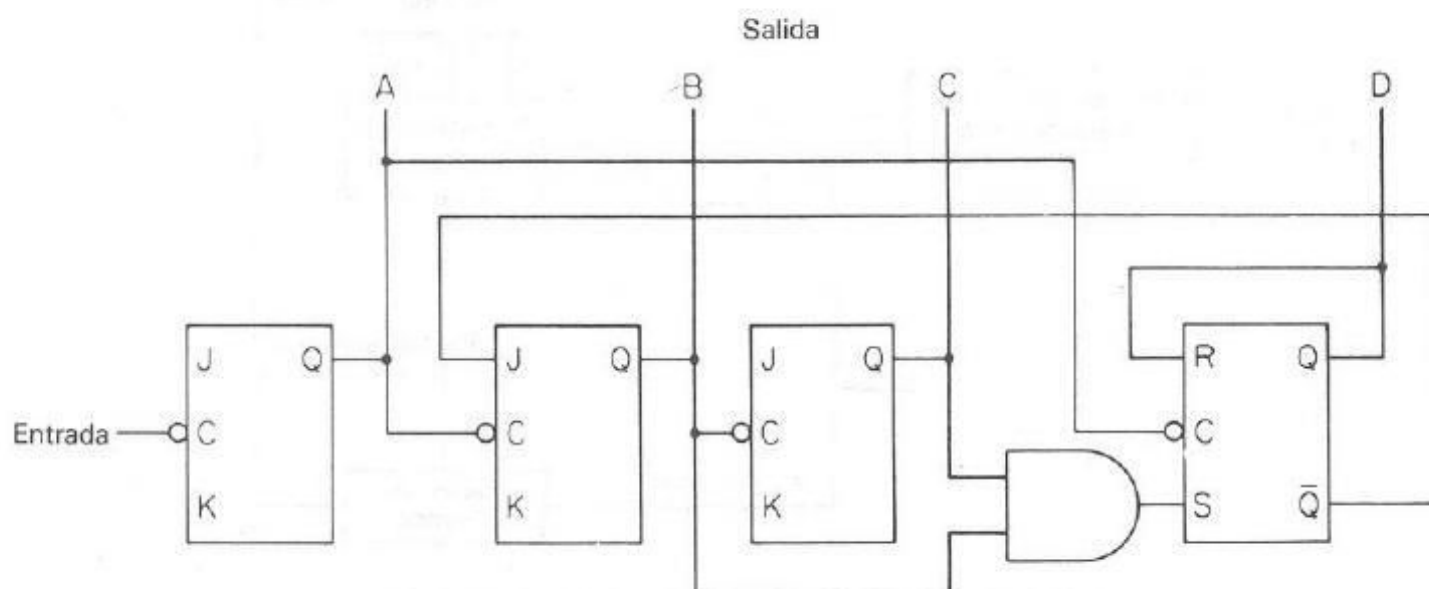


Figura 10-3. Contador de onda decimal codificado a binario.

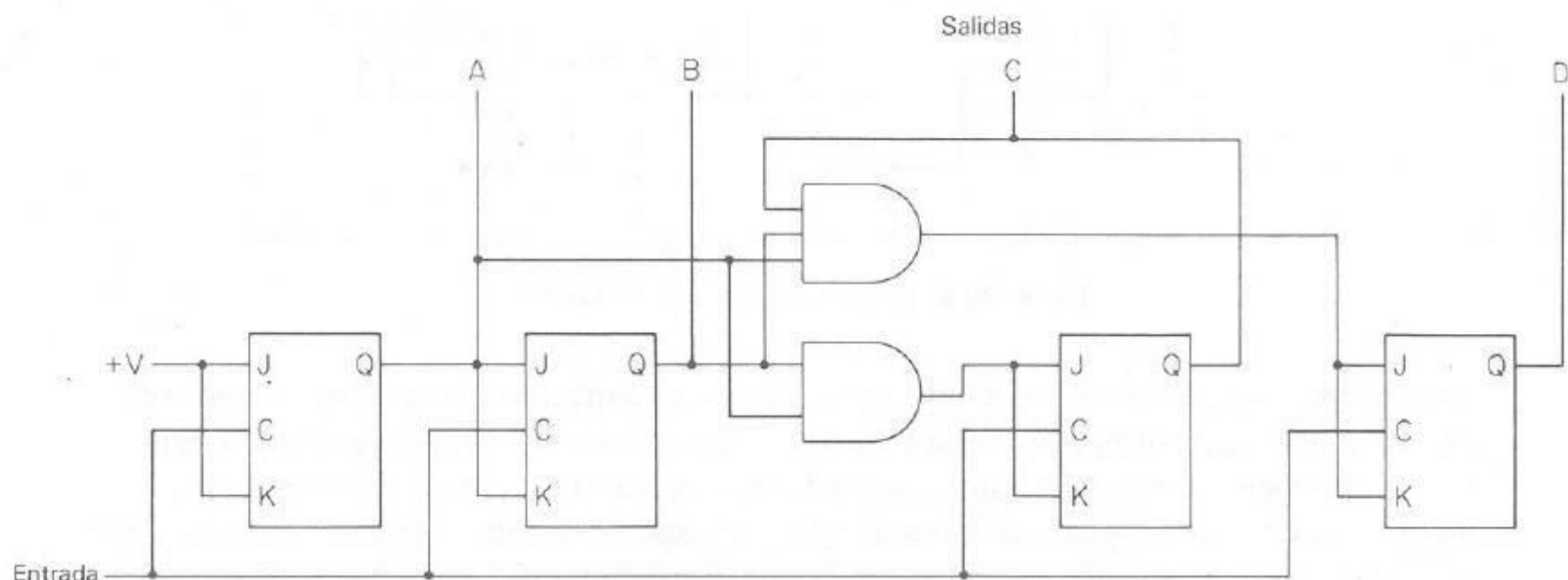


Figura 10-4. Diagrama lógico de un contador síncrono binario.

normal, excepto que cada dígito nada más se define con valores entre 0 y 9; por ejemplo, el decimal 138 es 0001 0111 1000 en BCD.

Cada contador BCD permite el conteo de una década, por lo cual los contadores BCD se deben conectar en cascada. Por ejemplo, se requieren tres contadores BCD conectados en cascada para contar de 0 a 999. Existen dos métodos para esta conexión: conectar en cascada de onda y síncrona. La conexión en cascada de onda por lo general se reserva para contadores de onda, desafortunadamente, retarda aún más el contador de onda. Con excepción de los contadores de frecuencia baja, el contador de onda no se utiliza en equipos de medición de frecuencia profesionales. La conexión de onda requiere que la última salida del contador menos significativo maneje la entrada de reloj del contador más significativo siguiente (figura 10-6). La entrada de reloj a la siguiente etapa debe responder al borde negativo del reloj como el último bit, lo que da un peso binario de 8, y va abajo en la transición de 9 a 0.

El contador síncrono tiene *una cuenta terminal* o *acarreo* de salida con el propósito de conectar contadores en cascada (figura 10-7). Esta salida va a un 1 lógico después que el reloj cambia el estado del contador a 9. Esta salida habilita el contador siguiente, que se incrementa con el pulso del reloj siguiente. Esto asegura que los estados del contador coincidan con el reloj y preserve la operación del contador síncrono

Reloj	Estado del contador			
	D	C	B	A
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0

Figura 10-5. Secuencia de conteo decimal codificado a binario.

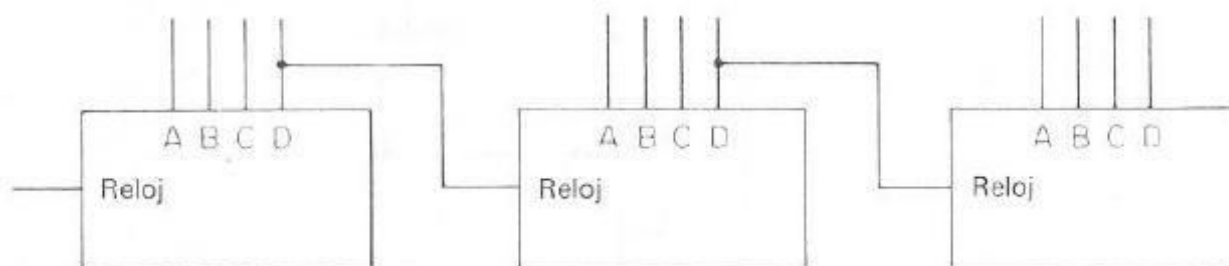


Figura 10-6. Contadores de onda en cascada.

cuando los contadores se conecten en cascada. Si se conectan más de dos contadores en cascada, el requisito para que cambien de estado todos los contadores menos significativos deben estar en 9. Algunos contadores de circuito integrado cuentan internamente con circuitos lógicos en cascada que propagan el estado “nueve” a partir de los dígitos menos significativos a través de todos los contadores que intervienen hasta el dígito más significativo. Cuando existe un número grande de contadores conectados en cascada, el retraso puede limitar la frecuencia de conteo del contador; por lo tanto, para reducir el retraso de propagación se utiliza la técnica llamada *vista hacia adelante o acarreo hacia adelante*.

La información BCD disponible de la salida del contador se debe en alguna forma de presentación visible. Tal conversión depende del tipo de visualización deseada. Por ejemplo, la conversión de BCD en la más común exhibición de siete segmentos requiere un solo circuito integrado no muy caro. La figura 10-8 muestra un contador de 4-bit incluyendo la conversión de código de siete segmentos.

Es conveniente que el contador de frecuencia muestre sus datos de manera continua. Puesto que el contador se restaura en cero y permite contar durante el periodo de compuerta, en este tiempo la salida del contador cambia constantemente. La salida del contador no puede exhibir durante ese periodo pues sería ininteligible. Por esto, la cuenta al final del periodo de medición se almacena en una simple memoria y se exhibe durante el siguiente periodo de conteo, después del cual se almacena la siguiente cuenta en la memoria y es presentada. Se necesita esta memoria para almacenar 4 bits, la palabra BCD completa, para cada década del contador y normalmente se toman sólo 4-bit, que consiste en cuatro flip-flops tipo D, todos juntos conectados al reloj, con cada flip-flop almacenando 1 bit de datos.

En términos generales la lógica digital no suministra la corriente que requiere la exhibición. Incluso los monitores requieren de una cantidad mínima de energía tales como los de cristal líquido, necesitan señales especiales que no están disponibles fácilmente de la salida del codificador. Por esto, se incluye una guía del amplificador para el exhibidor entre el contador de décadas y los exhibidores.

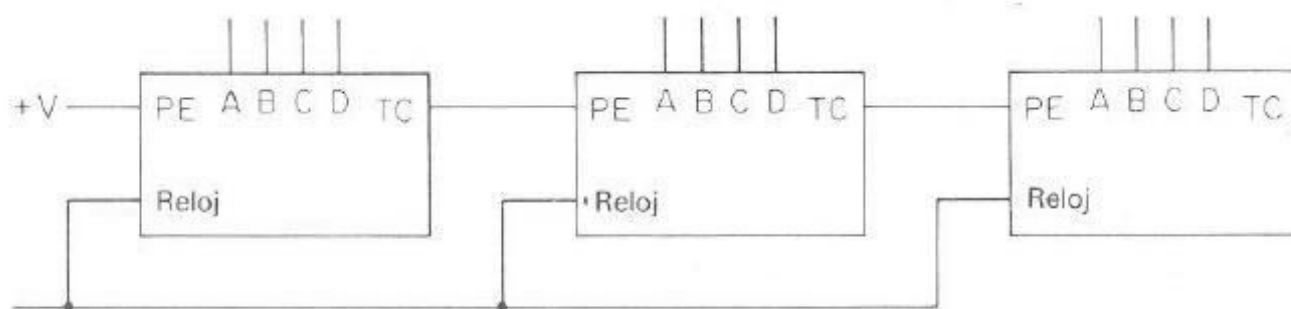


Figura 10-7. Contadores síncronos en cascada.

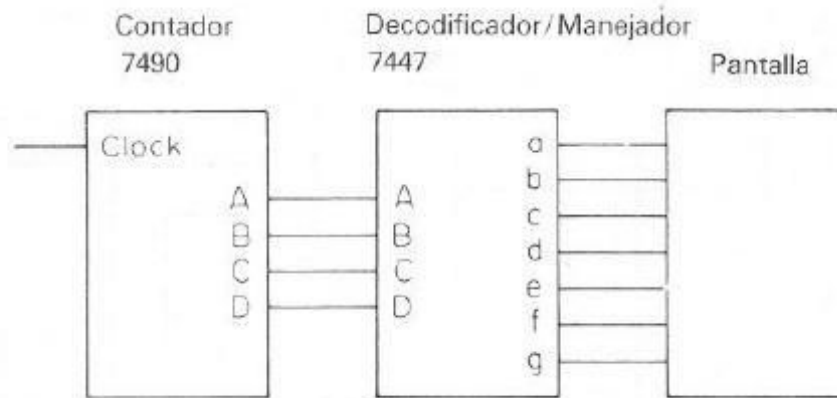


Figura 10-8. Diagrama de bloque de un contador de décadas en interface con una pantalla de siete segmentos.

Para los contadores que requieren un gran número de dígitos, por lo general 10 o más, existen varias técnicas que reducen los requerimientos de hardware (uno de los cuales se muestra en la figura 10-9). Esta técnica se llama *multiplexada de la pantalla* y reduce el número de amplificadores y decodificadores que necesitan los grandes contadores. En este ejemplo se colocan un decodificador común y un amplificador con todos los dígitos desplegados. Un multiplexor selecciona los datos BCD desde uno de los reguladores y conduce estos datos a la entrada del decodificador de siete segmentos. La información decodificada de siete segmentos se aplica al despliegue adecuado. El proceso completo se maneja por un oscilador y un contador conjunto llamado *contador y oscilador de búsqueda*, que manejan todo el proceso. Cuando se hace este proceso a una velocidad rápida, la presentación aparece a la vista constantemente. Parecería que incluir el multiplexor oscilador de búsqueda, y manejadores de la pantalla multiplexada difícilmente valen la pena para ahorrar algunos simples decodificadores; sin embargo, esta técnica tiene ventajas significativas cuando los circuitos del contador de frecuencia se integran dentro de un solo circuito integrado (CI) de silicio.

Considérese un contador de frecuencia de 10 dígitos. Esta escala se puede integrar en un solo CI de silicio; se requerirían 70 salidas sólo para lecturas si son del tipo de siete segmentos. Añádase a esto la alimentación y tierra, una entrada de base de tiempo, y otras entradas necesarias para el contador de frecuencia, resultaría un CI de 80 o más pines, muy caro. La salida de la lectura se puede multiplexar con siete salidas para los segmentos y una salida binaria de 4 bits para seleccionar cada dígito. Esto representa sólo 11 pines de salida para la interface de la pantalla. Al aumentar los demás pines que se requieren, se tiene un tamaño de CI manejable con la tecnología de empaque convencional.

10-1.2 Base de tiempo

La base de tiempo controla la secuencia de eventos en el contador de frecuencia la cual debe proporcionar los tiempos para lo siguiente: restablecer el contador, abrir la compuerta de conteo, cerrar la compuerta de conteo y almacenar la frecuencia contada en el latch. El restablecimiento del contador y el almacenado de la cuenta no son eventos críticos siempre que ocurran antes y después del periodo de compuerta,

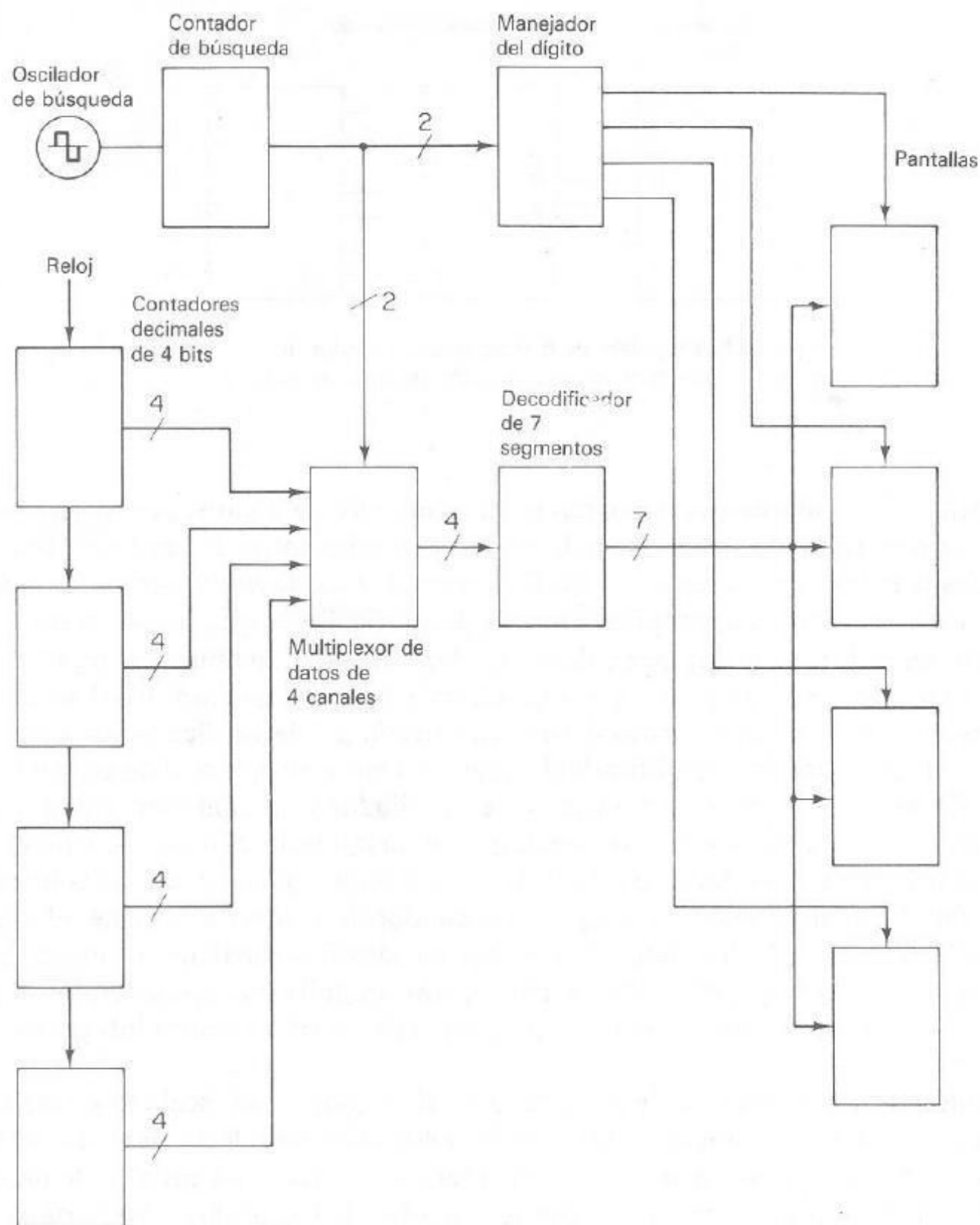


Figura 10-9. Diagrama de bloques de una pantalla multiplexada usada en un contador de frecuencia.

respectivamente. La apertura y cierre de la compuerta de conteo determina la exactitud del contador de frecuencia y son muy críticas en su central de tiempo.

Puesto que la exactitud del contador de frecuencia depende de la exactitud de las señales de base de tiempo, ésta opera mediante la exactitud de un oscilador de cristal controlado. Este elemento normalmente es un oscilador de cristal compensado en temperatura que opera a varios megahertz. Se podría utilizar un cristal de temperatura controlada a fin de proporcionar una exactitud similar, excepto que el control de temperatura requiere un periodo relativamente largo (más de 24 h) después de la aplicación inicial de potencia para estabilizarse. El oscilador compensado en temperatura

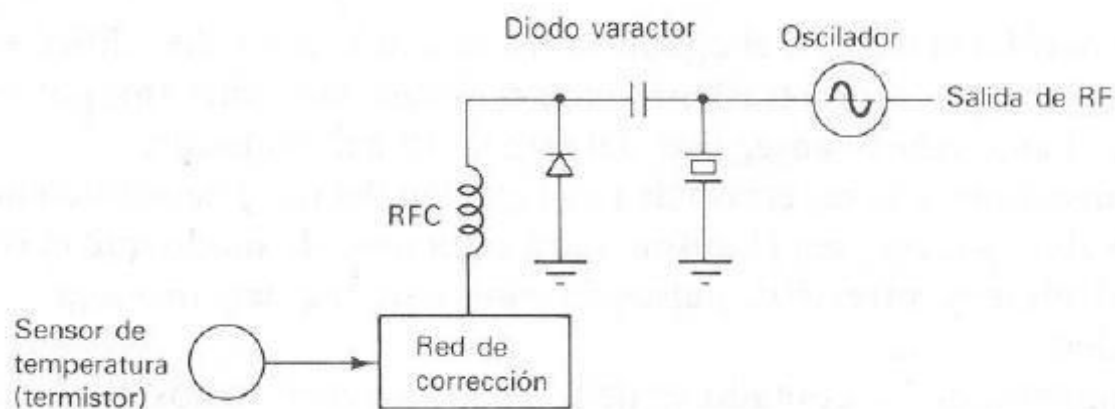


Figura 10-10. Diagrama de bloque de un oscilador de cristal compensado en temperatura.

no necesita la aplicación de potencia para dar la frecuencia correcta y está disponible para usarlo de inmediato después de encendido. La figura 10-10 muestra el diagrama simplificado de un oscilador de cristal compensado en temperatura. Un oscilador de cristal convencional se utiliza como el bloque de construcción básico del oscilador compensado, excepto que se coloca un diodo varactor a través del cristal. El varactor permite que la frecuencia del oscilador cambie cada minuto. El error de la frecuencia del oscilador de cristal se caracteriza por la temperatura de operación deseada, y la característica del error se almacena en una red de corrección. Esto puede ser con una técnica de almacenamiento digital o con un circuito analógico con características no lineales. La temperatura ambiente se alimenta a la red de corrección, lo que ajusta la frecuencia del oscilador variando el voltaje del varactor en función de la temperatura.

Además de la variación de temperatura de la frecuencia del oscilador de cristal, los cristales de cuarzo se alteran con el tiempo y cambian de frecuencia durante ese lapso. Los cambios no deseados de frecuencia se pueden reducir con técnicas especiales de fabricación de cristales, pero aun pueden ser tan altas de 5×10^{-7} partes por año. Esto se puede compensar por medio de recalibraciones periódicas.

Muchos osciladores de cristal compensados en temperatura cuentan con la capacidad de ser ajustados electrónicamente. Si el contador de frecuencia tiene una salida de frecuencia patrón comparable con un patrón de frecuencia de radiotransmisión disponible, la frecuencia del oscilador de la base de tiempo en el contador de frecuencia se puede ajustar de 1 parte en 10^9 .

Se requieren tres salidas de la base de tiempo: un pulso de restablecimiento, un pulso de compuerta y un pulso de estrobo (fijo), en ese orden. La figura 10-11 muestra un circuito simple para generar los tres pulsos sin traslapar. El oscilador de cristal se divide en potencias de diez, ya que el periodo de la frecuencia del cristal es mucho más corto que el tiempo de compuerta deseado. El divisor digital final es un contador binario de 4-bit que tiene 16 estados. El estado cero del contador se decodifica para proporcionar el pulso de restablecimiento para el contador de frecuencia. El estado 2 se decodifica a fin de dar el pulso que abre la compuerta. El estado 1 no se usa, de manera que genera un retraso después del pulso de restablecimiento para permitir que los contadores se recuperen por completo del restablecimiento. La compuerta permanece abierta 10 pulsos de reloj, y entonces el estado 12 del contador se decodifica para proporcionar el pulso que cierra la compuerta. El estado 13 del contador no se decodifica, a fin de proporcionar un periodo de retraso antes de que el contador se

almacene en el latch durante el estado 14. El estado 15 no se decodifica y da el tiempo necesario para que no haya traslapes entre el almacenamiento y los pulsos de restablecimiento, el cual ocurre enseguida del estado 15 del contador.

Es importante que el retraso de propagación del reloj de entrada al inicio de los pulsos de abrir y cerrar sea el mismo para cada uno, de modo que la compuerta sea idéntica al número correcto de pulsos de reloj. Esto requiere una lógica rápida y diseño cuidadoso.

La mayoría de los contadores de frecuencia tienen varios intervalos de tiempo de compuerta disponibles que se pueden seleccionar con un interruptor. Como se muestra en la figura 10-11, la entrada del contador binario se puede seleccionar de 1 Hz, 10 Hz, 100 Hz o 1 kHz. Estas frecuencias proporcionan tiempos de compuerta de 10, 1, 0.1 y 0.001 s, respectivamente.

10-1.3 Procesamiento de señales de entrada

No es factible asegurar que la entrada de frecuencia desconocida tenga el nivel lógico correcto para manejar el contador de frecuencia, por lo cual se precisa un circuito de procesamiento. Normalmente comprende un amplificador que incrementa el nivel de la señal, un atenuador para ajustar las variaciones en las amplitudes de entrada y un comparador para que reduzca el tiempo de subida lento de las ondas de entrada para proporcionar la operación adecuada de los circuitos lógicos internos. En la figu-

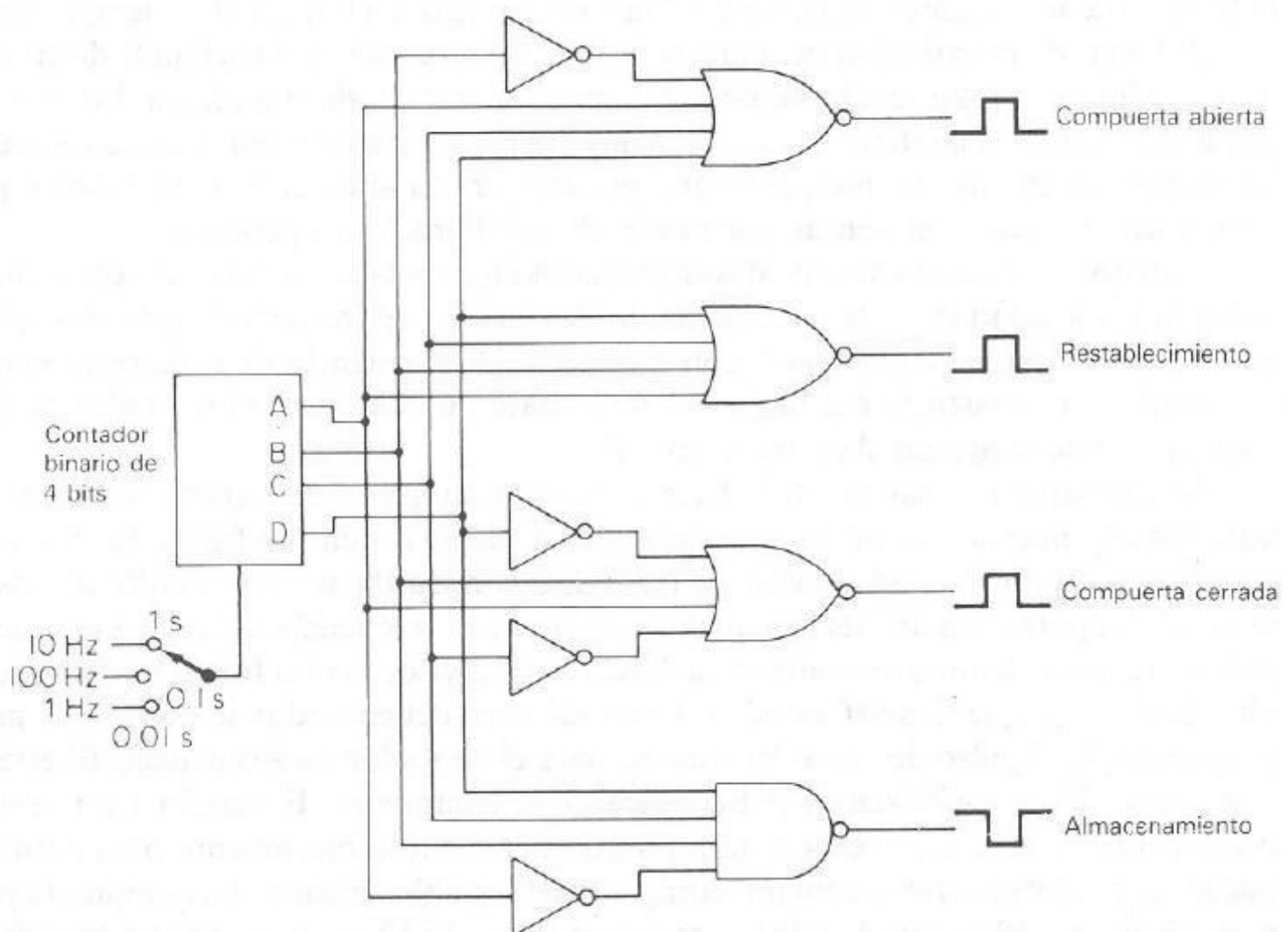


Figura 10-11. Diagrama lógico de una base de tiempo para un contador de frecuencia.

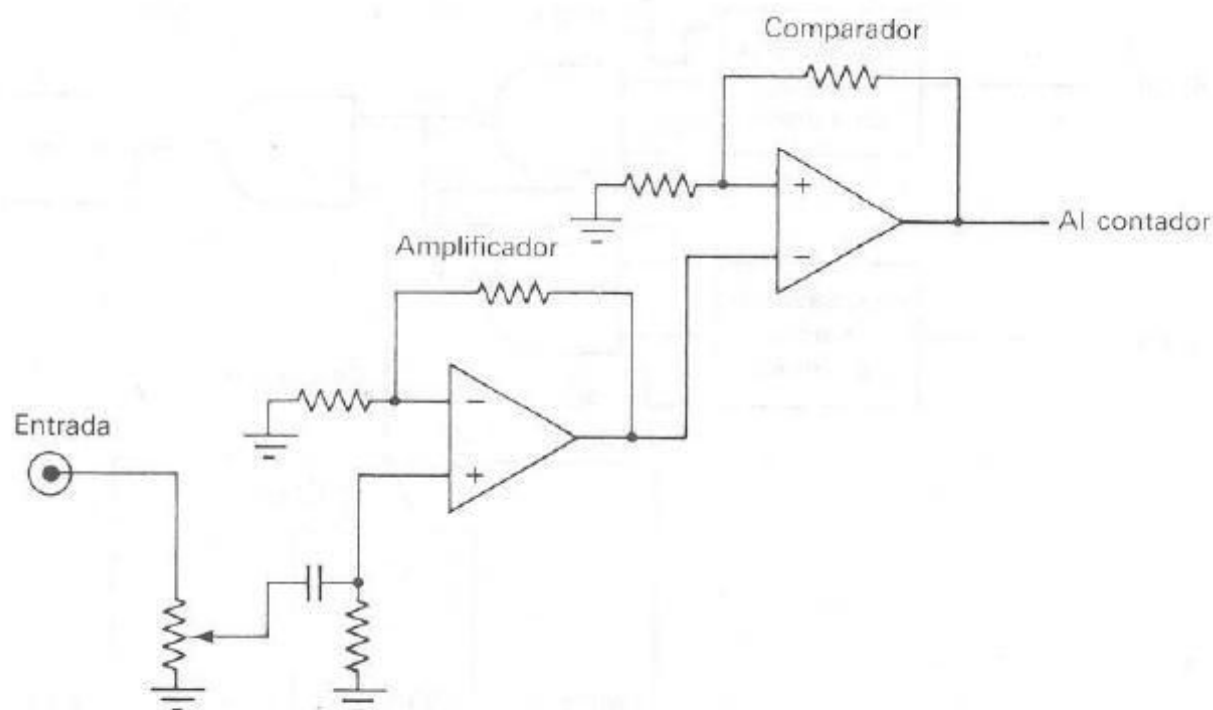


Figura 10-12. Circuitos de entrada para un contador de frecuencia simple.

ra 10-12 se esquematiza un circuito de entrada de un contador de frecuencia. Se puede utilizar este circuito para que con amplitudes de pocos milivolts sea disparado el contador de frecuencia.

10-1.4 Mediciones de periodo

Si las señales de apertura y cerradura de compuerta sustituyeran a las dos señales de entrada, y una de las señales de reloj internas, una de las frecuencias disponibles de potencia de 10 Hz, se suministra a la compuerta de conteo, el intervalo de tiempo entre las dos señales se podría medir. El arreglo que resulta estable en mediciones de periodo se ve en la figura 10-13. Las señales de entrada se pueden procesar igual que las señales de entrada de conteo, y se puede utilizar el mismo circuito para mediciones de periodo. Un segundo circuito idéntico realizará la medición del periodo.

Otra medición del periodo se puede realizar con una sola entrada. Esto sería para determinar el periodo de los pulsos y otras señales. En este modo de operación, la señal de compuerta es la entrada, y los relojes de frecuencia internos se utilizan como fuentes de tiempo. Para medir el periodo de un pulso de onda, es necesario abrir la compuerta de conteo con la subida del pulso y cerrarlo con el borde de bajada del pulso. En el caso de un pulso negativo esto se invierte, esto es, abrir la compuerta con el borde negativo y cerrarla con el borde positivo. Si los tiempos de subida y bajada del pulso de entrada son cortos comparado con la resolución de la medición del periodo, el punto de disparo real no es crítico. Un contador de frecuencia complejo tiene control independiente sobre el nivel de voltaje tanto de los bordes de subida como de bajada (figura 10-14), esto resulta en las mediciones más exactas y flexibles, este tipo de contador requiere la habilidad del operador y un método para observar los puntos de disparo, como con un osciloscopio. Puesto que la mayoría de las mediciones de periodo abarcan pulsos con tiempos de subida y bajada rápidos, una alternativa es un acoplador de ca a la señal de entrada, y abrir y cerrar la compuerta de conteo

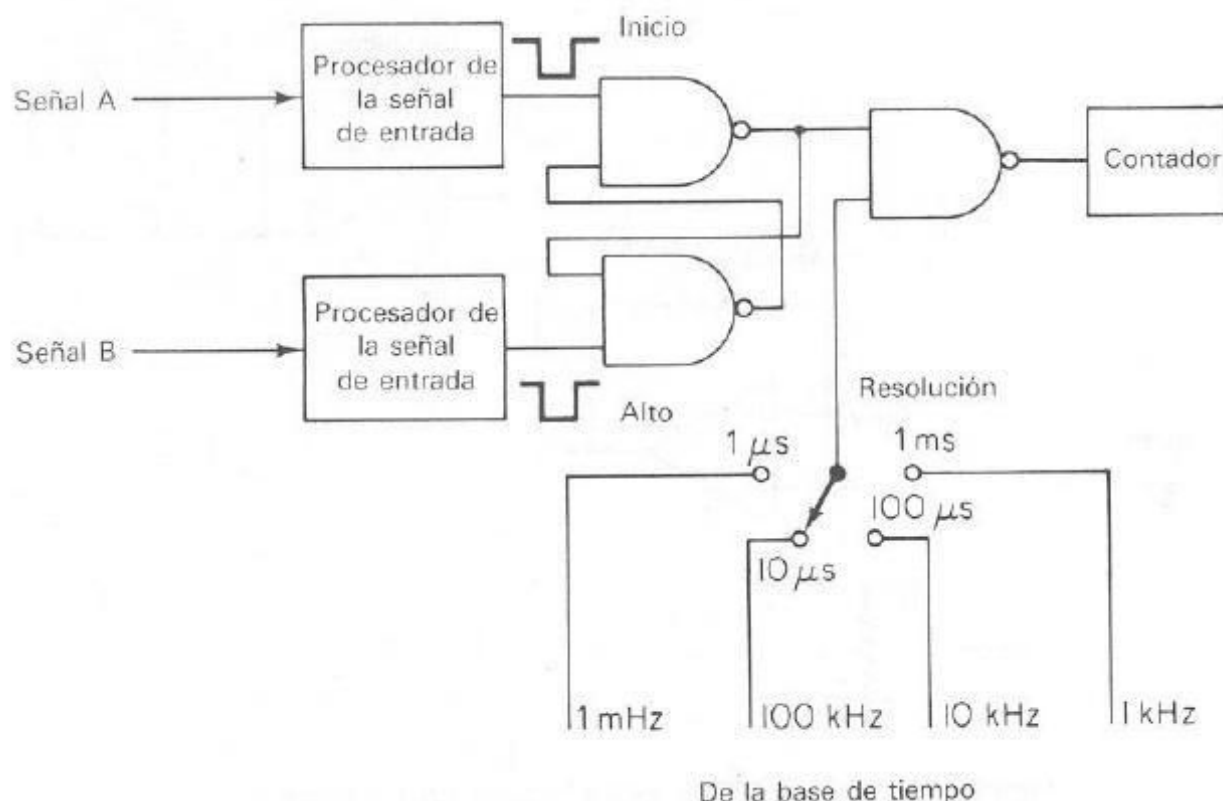


Figura 10-13. Configuración de circuito para realizar mediciones de periodo.

en las cruces en cero de la señal acoplada de ca. La figura 10-15 muestra una entrada de onda de pulso y los puntos de disparo resultantes después del acoplamiento de ca.

Una medición de periodo muy importante es que se realiza para determinar la frecuencia. Esta medición no se hace con los bordes de subida y bajada sino a partir de un punto en el ciclo de entrada al mismo punto en el siguiente ciclo, lo que es el periodo de la señal de entrada. En este caso, la compuerta se abre en un punto de la onda de entrada y se cierra en el mismo punto del siguiente ciclo. Esto se realiza de la siguiente manera. La señal de entrada se acopla en ca y un detector de cruces por cero dispara un flip-flop. El siguiente cruce en cero es de pendiente opuesta y no dispara

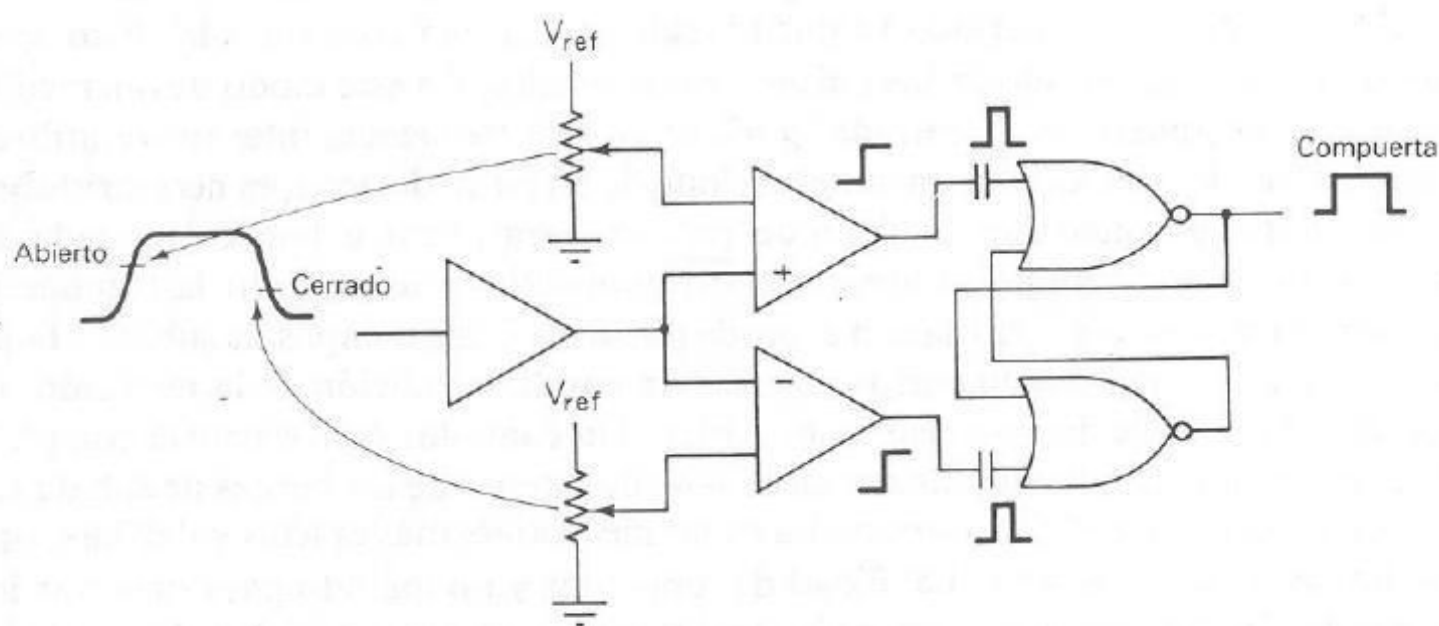


Figura 10-14. Circuitos de entrada de un contador de frecuencia con posibilidad de fijar los bordes de subida y bajada individualmente.

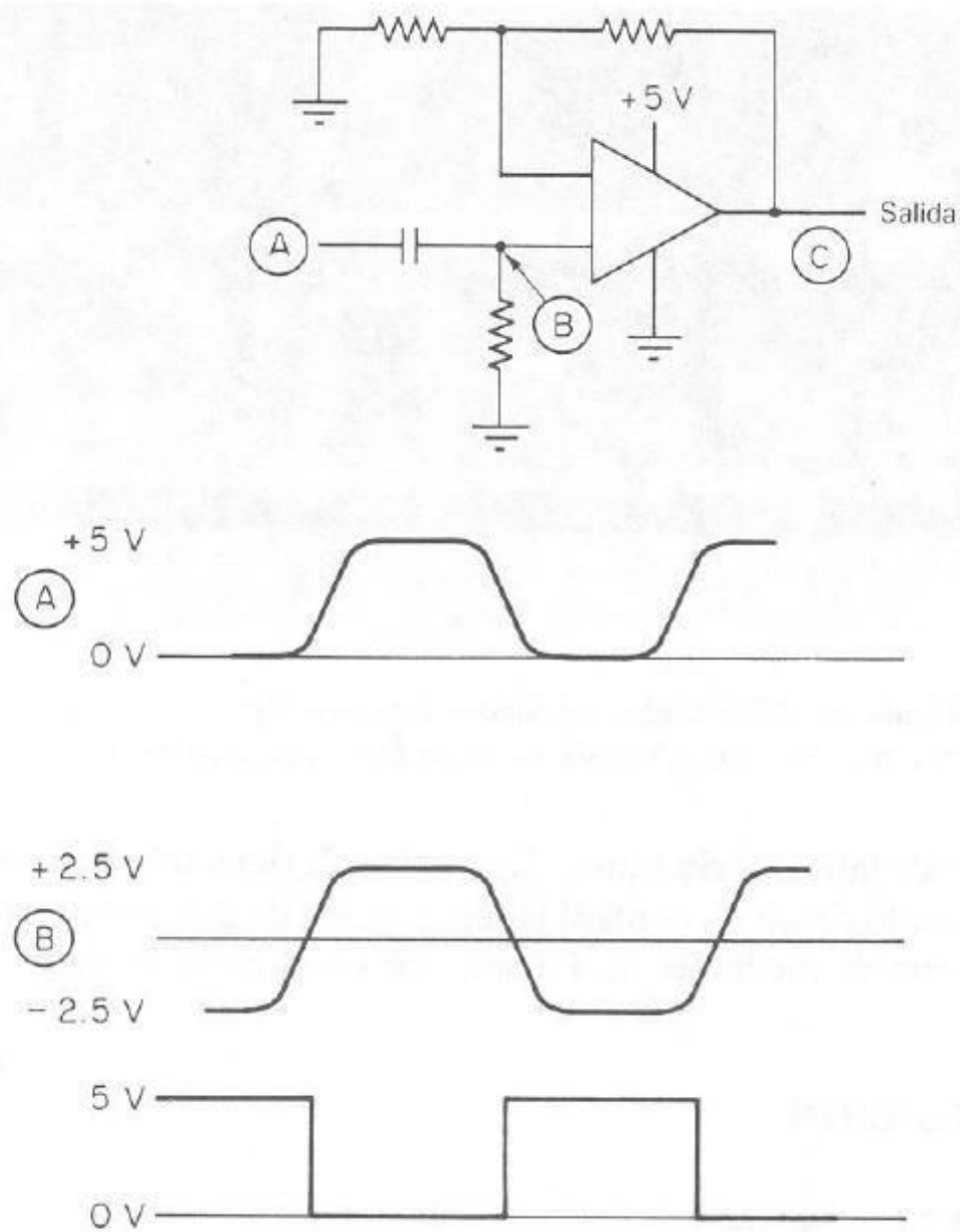


Figura 10-15. Detector de cruces en cero para un contador de frecuencia y ondas asociadas.

el flip-flop. Sin embargo, el siguiente cruce por cero ocurre después de un periodo igual al periodo de la onda de entrada y cambia al flip-flop, el cual proporciona un tiempo de compuerta idéntico al periodo de la onda de entrada (figura 10-16).

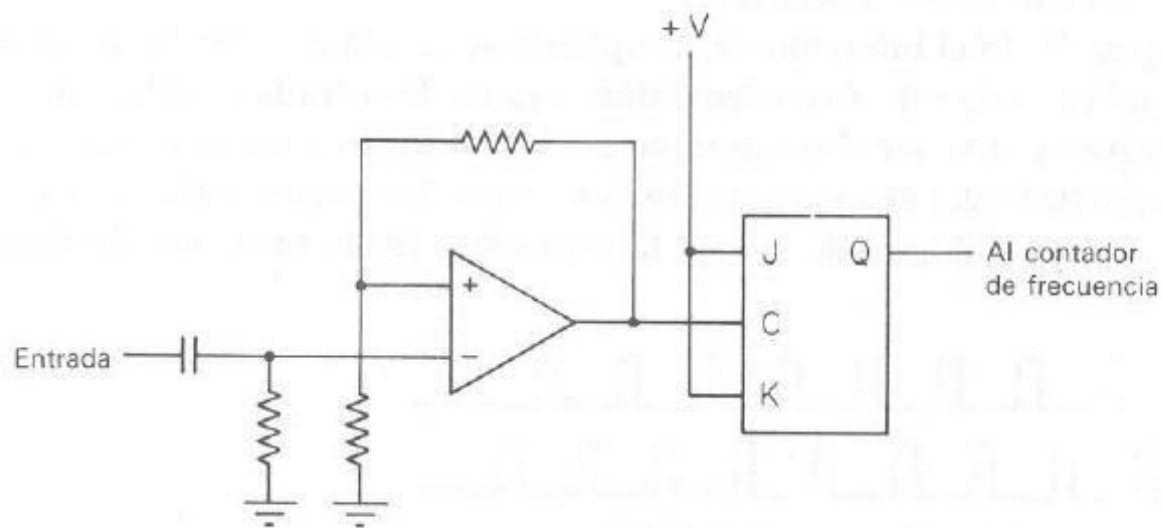


Figura 10-16. Configuración del circuito de entrada para medir el periodo de una onda.

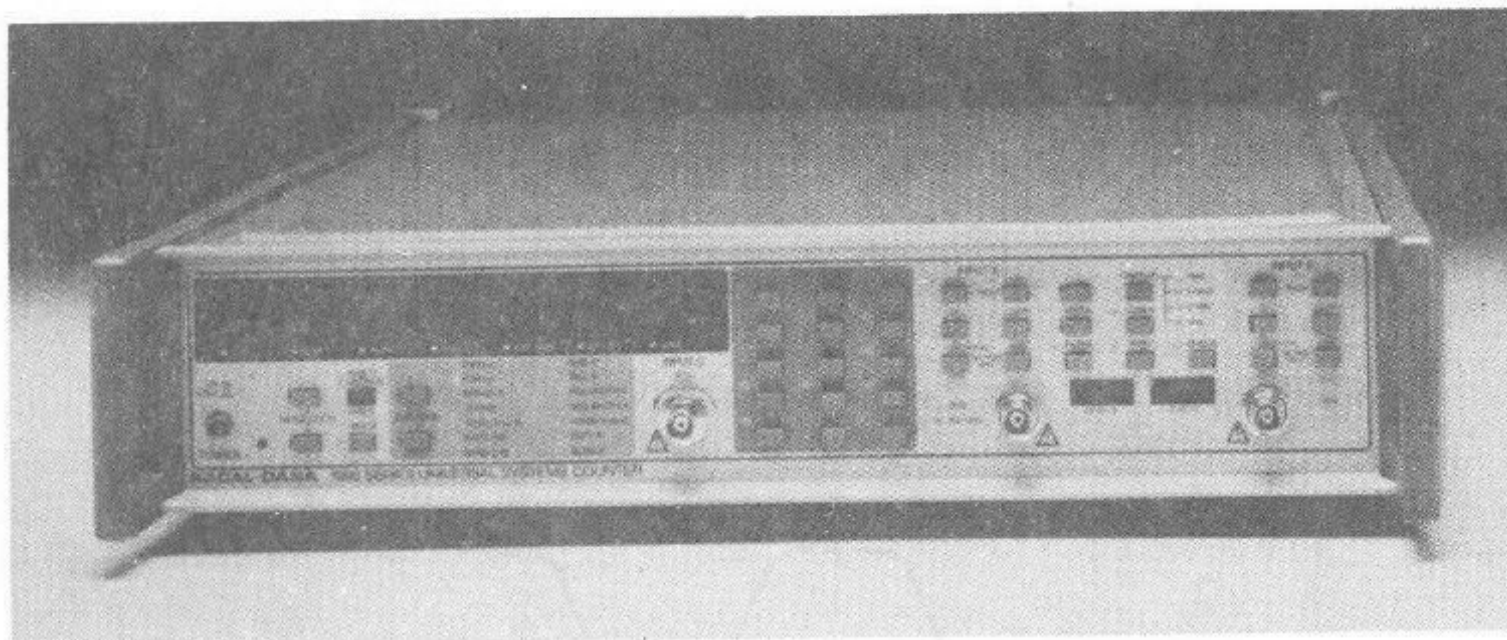


Figura 10-17. Contador calculador controlado por microprocesador. (Cortesía de Racal-Dana Instruments, Inc.).

El contador de laboratorio típico, figura 10-17, tiene tanto una entrada para la medición del periodo como un control independiente de disparo de tiempo de subida y bajada seleccionable mediante un interruptor en el panel frontal.

10-2 ERRORES DE MEDICION

10-2.1 Error de compuerta

Las mediciones de tiempo y frecuencia se realizan por medio de un contador electrónico y están sujetas a algunas inexactitudes inherentes al mismo instrumento. Un error instrumental muy común es el *error de compuerta*, el cual ocurre siempre que se realizan mediciones de frecuencia y periodo. Para mediciones de frecuencia la compuerta principal se abre y se cierra por medio del pulso de salida del oscilador. Esto permite que la señal de entrada pase hacia la compuerta y se cuente por los contadores de décadas. Si el pulso de compuerta no se sincroniza con la señal de entrada; hay de hecho, dos señales sin ninguna relación.

En la figura 10-18 el intervalo de compuerta se indica por una longitud de onda (c). La longitud de onda (a) y (b) representan la señal de entrada en diferentes relaciones de fase respecto a la señal de compuerta. En un caso se cuentan seis pulsos, en el otro sólo se permite el paso a cinco pulsos a través de la compuerta. Por esta razón se tiene una cuenta ambigua de ± 1 en la medición. En la medición de frecuencias

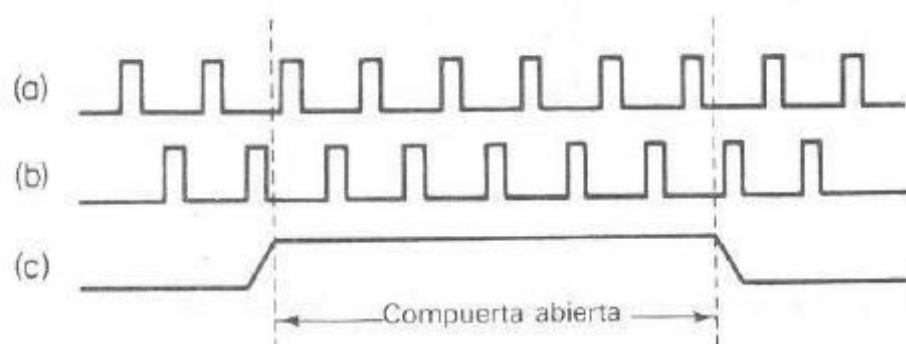


Figura 10-18. Error de compuerta.

bajas el error de compuerta puede tener un efecto apreciable en los resultados. Tómese un caso donde se mide una frecuencia de 10 Hz y el tiempo de compuerta es igual a 1 s (consideración razonable). Los contadores de década indicarían una cuenta de 10 ± 1 , esto es una inexactitud del 10%. Por lo tanto, son preferibles las mediciones de *periodo* a las mediciones de *frecuencias bajas*.

La línea divisoria entre las mediciones de frecuencia y periodo se puede determinar como sigue: sea

$$\begin{aligned} f_c &= \text{frecuencia del cristal (o reloj) del instrumento.} \\ f_x &= \text{frecuencia de la señal de entrada desconocida.} \end{aligned}$$

En una medición de *periodo* el número de pulsos contados es igual a

$$N_p = \frac{f_c}{f_x} \quad (10-1)$$

En una medición de *frecuencia* con un tiempo de compuerta de 1-s el número de pulsos contados es

$$N_f = f_x \quad (10-2)$$

La frecuencia de cruce (f_o) a la cual $N_p = N_f$ es

$$\frac{f_c}{f_o} = f_o \quad \text{or} \quad f_o = \sqrt{f_c} \quad (10-3)$$

Por lo tanto, las señales con una frecuencia *más baja* que f_o se deben medir en el modo “periodo”; las señales de frecuencia *por encima* de f_o se deben medir en el modo “frecuencia”, de manera que se minimice el efecto de la cuenta de ± 1 del error de compuerta. La degradación de exactitud a f_o por la cuenta de ± 1 del error de compuerta es $100/\sqrt{f_c}$ por ciento.

10-2.2 Error en la base de tiempo

Las inexactitudes en la base de tiempo también causan errores en la medición. En las mediciones de frecuencia la base de tiempo determina la apertura o cierre de la señal de compuerta y proporciona los pulsos por contar. Los errores en la base de tiempo consisten en errores de calibración del oscilador y errores en la estabilidad del cristal de periodos cortos y errores en la estabilidad del cristal de periodos largos.

Se utilizan comúnmente varios métodos de *calibración del cristal*. Una de las técnicas de calibración más simples es igualar la frecuencia del oscilador de cristal con la frecuencia patrón transmitida por una estación de radio de patrones. Este método da buenos resultados con una exactitud de una parte en 10^6 , lo que corresponde a un ciclo de 1-MHz del oscilador de cristal. Si la igualación de frecuencia se hace con medios visuales (más que audibles), por ejemplo un osciloscopio, la exactitud de la calibración se puede mejorar a 1 parte en 10^7 .

Algunas frecuencias de estaciones de radio muy bajas (VLF) cubren el continente norteamericano con señales precisas en el rango de 16-20-kHz. Están disponibles receptores de baja frecuencia con sintonización automática controlada con un servo

que se puede encadenar con la señal de una de estas estaciones. El error entre el oscilador de cristal local y la señal recibida se puede recibir en un registrador de carta continua. Un diagrama simplificado de este procedimiento se ilustra en la figura 10-19. Se puede obtener la exactitud mucho mejor de la calibración mediante estaciones de VLF o FMB (frecuencias muy bajas) más que con las estaciones de HF o AF (alta frecuencia), porque las rutas de transmisión para frecuencias muy bajas son más cortas que las de transmisión a altas frecuencias.

Los *errores de estabilidad del cristal de periodos cortos* se deben a variaciones de frecuencia momentáneas originadas por voltajes transitorios cortos y vibraciones, ciclado del cristal de temperatura controlada, interferencia eléctrica, etc. Estos errores se pueden minimizar tomando mediciones de frecuencia en tiempos de compuerta largos (10 s a 100 s) y mediciones promedio de periodos múltiples. Una cifra razonable para la estabilidad de lapsos cortos de varios cristales patrón de temperatura controlada es de 1 o 2 partes en 10^7 .

Los errores de *estabilidad de periodos largos* son los contribuyentes más sutiles a la inexactitud de una medición de tiempo o frecuencia. La estabilidad de periodos largos es una función del desgaste y deterioro del cristal. Como el cristal tiene un ciclo de temperatura y se mantiene en continua oscilación, los esfuerzos internos inducidos durante la fabricación son liberados y diminutas partículas adheridas a la superficie, se desprenden reduciendo su espesor. Por lo general, este fenómeno *incrementa* la frecuencia del oscilador.

Una curva típica de cambio de frecuencia contra tiempo se muestra en la figura 10-20. La razón *inicial* de cambio de la frecuencia del cristal puede ser de parte en 10^9 por día. Esta razón decrece siempre que el cristal se mantenga a temperatura de operación, normalmente de cerca de 50 a 60°C, con una estabilidad final de 1 parte en 10^9 . Sin embargo, si el instrumento que contiene el cristal se desconecta de la fuente de alimentación durante un periodo suficiente para permitir que el cristal se enfríe de manera considerable, habrá una nueva pendiente cuando se vuelva a poner en operación el instrumento. Es posible que la frecuencia real de oscilación después del enfriamiento varíe algunos ciclos y no se conseguirá la frecuencia original aunque la calibración sea hecha.

Para mostrar el efecto de estabilidad en periodos largos en la exactitud absoluta de la medición, considérese que el oscilador se calibró dentro de una parte en 10^9 y

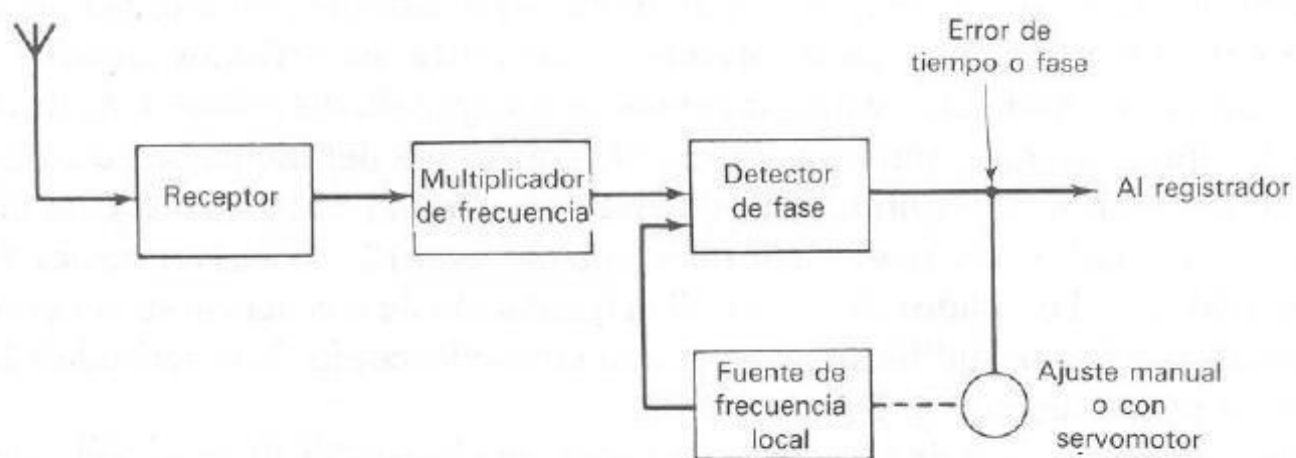


Figura 10-19. Calibración de una fuente de frecuencia local.

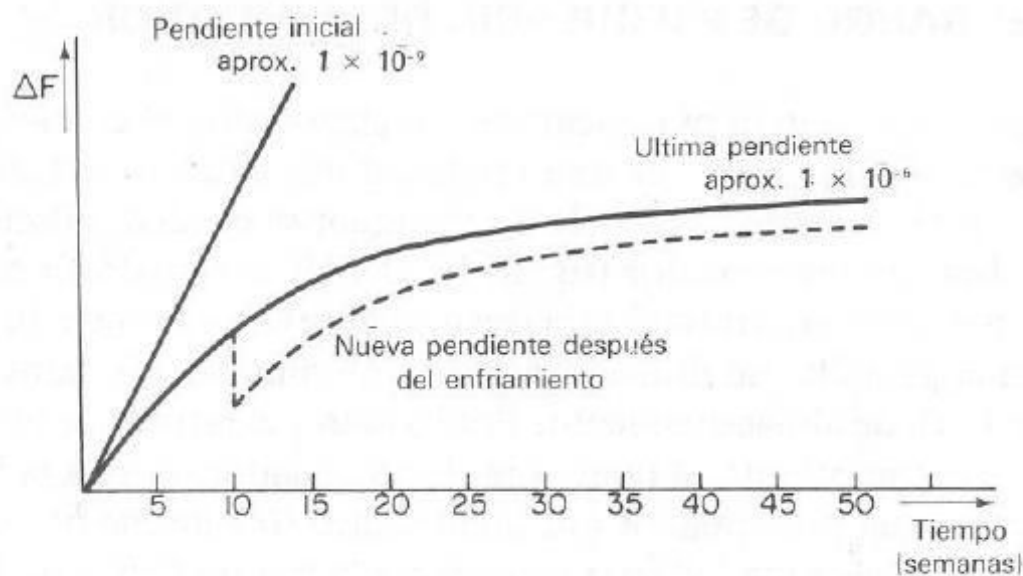


Figura 10-20. Cambios de frecuencia contra tiempo de un cristal de temperatura controlada.

que se logró una estabilidad de periodos largos de una parte en 10^8 por día; además, se asumirá que la calibración se hizo hace 60 días. La exactitud garantizada a este tiempo es de $1 \times 10^{-9} + 60 \times 10^{-8} = 6.01 \times 10^{-7}$, o 6 partes en 10^7 . Por consiguiente, la máxima exactitud absoluta se logra solamente si se realiza la calibración exacta en un tiempo relativamente corto *antes* de efectuar la medición.

10-2.3 Error del nivel de disparo

En mediciones de periodo e intervalos la señal de compuerta abre y cierra por la señal de entrada. La exactitud con la cual la compuerta se abre y se cierra está en función del *error del nivel de disparo*. En la aplicación usual la señal de entrada se amplifica, afina y entonces se aplica a un circuito disparador Schmitt que genera la compuerta mediante sus pulsos de control. En términos generales la señal de entrada contiene cierta cantidad de componentes indeseados o ruido, que se amplifica junto con la señal. El tiempo en que ocurre el disparo del circuito Schmitt está en función de la amplificación de la señal de entrada y de su relación señal a ruido. Se puede decir que los errores de tiempo de disparo se reducen con amplitudes de señal grandes y tiempos de subida rápidos.

Se puede obtener la *exactitud máxima* si se siguen las siguientes sugerencias:

- El efecto del error de compuerta de una cuenta se reduce midiendo frecuencias superiores a $\sqrt{f_c}$ y mediciones de periodo inferiores a $\sqrt{f_c}$, donde f_c es la frecuencia del reloj del contador.
- Puesto que la estabilidad de periodos largos tiene efectos acumulativos, la exactitud de la medición es principalmente una función del tiempo, debido a la última calibración contra un patrón primario o secundario.
- La *pendiente* de la señal de entrada que controla la señal de compuerta afecta grandemente la exactitud de las mediciones de tiempo. *Gran* amplitud de la señal y tiempo de subida *rápido* aseguran la máxima exactitud.

10-3 EXTENSION DEL RANGO DE FRECUENCIA DEL CONTADOR

Con lógica más rápida y circuitos de acarreo más elaborados, el contador de frecuencia simple (figura 10-1) se limita de una velocidad de conteo de cerca de 100-MHz. Para incrementar el rango de frecuencia del contador se pueden utilizar varias técnicas. Una es aplicar un preescalador (figura 10-21). Un *preescalador* es un contador digital rápido que por lo general divide la frecuencia de entrada entre 10. El preescalador no maneja la pantalla, no utiliza compuerta ni tampoco los datos de salida son transferidos al latch de almacenamiento. Por lo tanto, el retraso de propagación del preescalador no es importante en tanto que el preescalador opere a la frecuencia deseada. Si se emplea un preescalador que divide entre 10 antes de un contador de 10 MHz, la frecuencia del contador sería incrementada por un factor de 10, con lo que el sistema podría contar hasta 100 MHz. Los preescaladores están disponibles para frecuencias de 1 GHz con divisiones de 10 o 100, lo que puede extender el rango del contador del ejemplo de 10-MHz a 1 GHz.

Existe un inconveniente por usar un preescalador. La resolución del contador de frecuencia se reduce por el mismo factor que el preescalador. Por ejemplo, si se usa un contador de 10-MHz con un preescalador la frecuencia exhibida se multiplica por 10, incluyendo todos los dígitos aun los menos significativos. Esto significa que si un contador tenía una resolución de 1 Hz, que es el valor del último dígito cuando se multiplica por 10, la resolución se reduce a 10 Hz. Esta se puede superar con sólo emplear una base de tiempo mayor y restaurando la resolución. Lo anterior puede ser un problema práctico si el preescalador tiene una división grande y se realizan mediciones de frecuencia muy exactas. Por ejemplo, si un preescalador que divide entre 100 se usa para extender el rango de frecuencia del contador de 10-MHz a 1 GHz y se desea una medición de 1 Hz de resolución, el tiempo de compuerta es de 100 s, lo que representa un problema significativo. Las mediciones de frecuencia con resoluciones mejores de 1 kHz a 1 GHz son raras.

El preescalador tan efectivo como puede ser se limita a frecuencias inferiores a 1.5 GHz tomando en cuenta el estado actual de la tecnología. Para hacer mediciones con contadores de frecuencia a mayores frecuencias, se utilizan técnicas de heterodinización. La figura 10-22 muestra un convertidor heterodino para un contador de frecuencia. Este convertidor se utiliza con un contador de 50-MHz, el cual requiere que el convertidor reduzca la frecuencia de entrada a 50-MHz o menos, lo cual realiza mezclando frecuencias cada 100 MHz. Puesto que se usan suma y diferencia, la frecuencia del convertidor nunca excede de 50 MHz. Una fuente de 100-MHz, derivada de la base de tiempo del contador de frecuencia, alimenta un generador de armónica mediante un diodo de recuperación por paso. Este tiene una característica de recuperación inversa única que detiene la conducción abruptamente, lo que genera armóni-

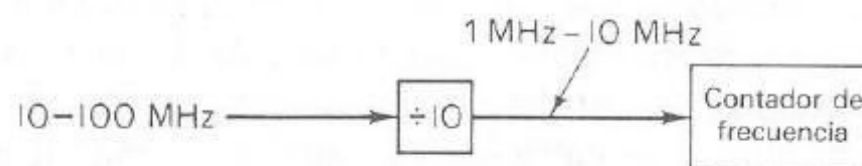


Figura 10-21. Uso de un preescalador para extender el rango de un contador de frecuencia.

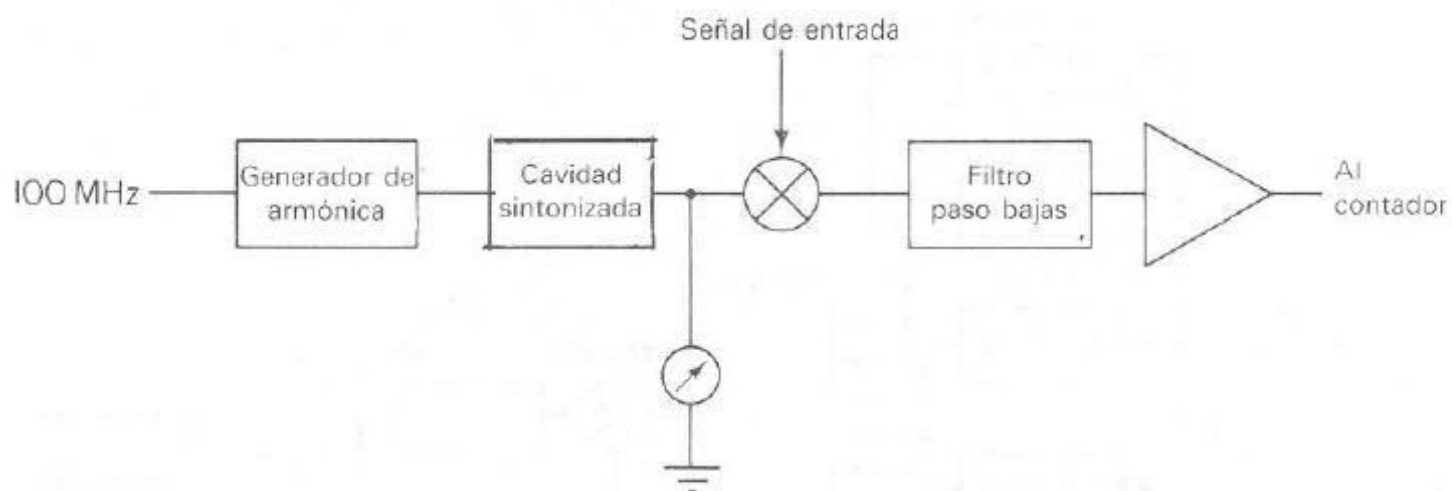


Figura 10-22. Convertidor de frecuencia heterodino sincronizado manualmente para extender el rango de frecuencia de un contador de frecuencia.

cas a partir de la parte manejada a varios gigahertz. El contenido armónico del generador de diodo se extiende a la región de 5-GHz. Las armónicas de la fundamental de 100 MHz a 5 GHz se seleccionan por medio de una cavidad sintonizada que entona una de las armónicas. Es necesario conocer cuál de las 50 armónicas se va a sintonizar; y se cuenta un dial calibrado como medidor de sintonización para definir la señal deseada. La posición del dial sintonizador armónico no afecta la exactitud de las mediciones, aun cuando se haya sintonizado una armónica incorrecta. Las 50 armónicas representan una resolución del 2%, que se puede obtener con facilidad por medio de un ensamble mecánico.

La armónica seleccionada se mezcla con la entrada y la diferencia se filtra, amplifica y se pasa al contador. Ya que hay una armónica disponible cada 100 MHz, la señal de entrada nunca es mayor de 50 MHz a partir de una de las armónicas. Para elegir la armónica correcta, la frecuencia de entrada se debe conocer dentro de 10 MHz aproximadamente, lo que es viable con otra técnica de medición: como un medidor de onda o analizador de espectro.

Ya que la suma o diferencia entre la armónica seleccionada y la señal de entrada se puede contar, el operador ha de realizar los cálculos necesarios para establecer la frecuencia real. Esto involucra adicionar o sustraer, dependiendo de que se contó, si la suma o la resta en la frecuencia de la armónica que se lee en el dial sintonizador de armónicas.

Los contadores de frecuencia modernos pueden sintonizar la armónica y realizar los cálculos necesarios automáticamente. La figura 10-23 muestra un diagrama de bloques de una unidad heterodina automática para convertir frecuencias superiores a 4 GHz a fin de extender el rango de un contador de 500-MHz. La señal de 100-MHz del contador de frecuencia se multiplica a 500 MHz utilizando un multiplicador de frecuencia de transistor bipolar. Esta señal se amplifica y se usa para manejar un multiplicador de frecuencia de diodo de recuperación por paso. La salida de dicho multiplicador de diodo se filtra para recuperar señales a 1000 MHz y 1.5, 2, 2.5, 3.0 y 3.5 GHz.

La señal de entrada alimenta un amplificador, el cual alimenta al mezclador y a un detector de nivel. Cuando se detecta una señal de entrada con el detector de nivel,

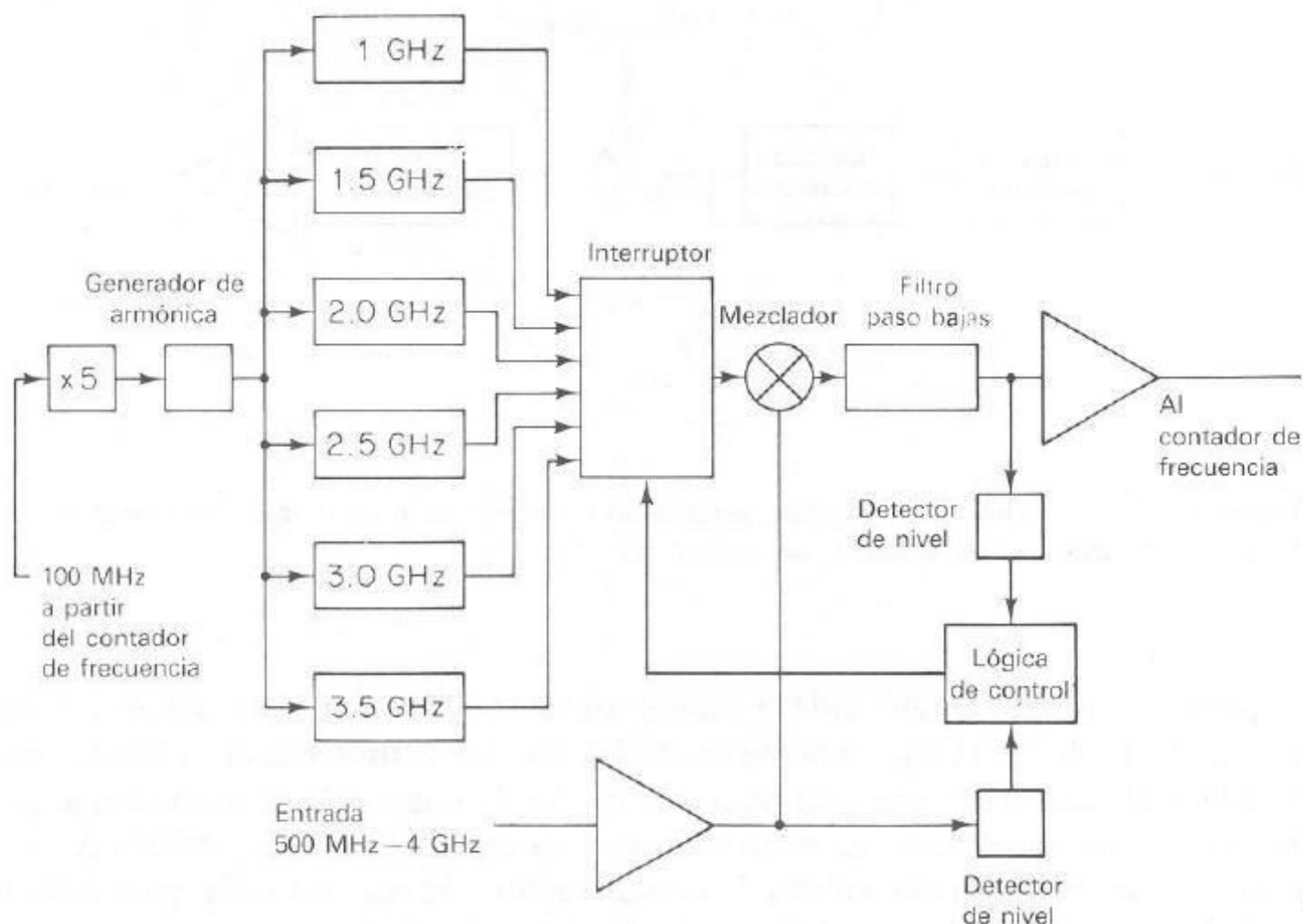


Figura 10-23. Unidad heterodina automática para extender el rango de frecuencia de un contador de frecuencia a 4 GHz.

las seis frecuencias de mezclado posibles (1, 1.5, 2, 2.5, 3 y 3.5 GHz), son secuenciadas electrónicamente en orden ascendente, mientras que la presencia de una señal de salida de menos de 500 MHz se determina por medio de un detector de nivel a la salida del mezclador. Cuando se establece que existe una diferencia abajo de 500 MHz, la frecuencia de mezclado seleccionada se transmite al contador de frecuencia y se suma a la frecuencia contada. Puesto que hay una frecuencia de mezclado cada 500 MHz, y estas frecuencias son secuenciadas de más baja a más alta, la primera detección de una salida del mezclador es menor de 500 MHz, lo cual representa la diferencia entre la frecuencia de entrada y la frecuencia de mezclado elegida. Es posible obtener una salida, empleando la frecuencia de mezclado más alta siguiente, pero esto es innecesario mediante la selección de la primer frecuencia de mezclado que proporciona una salida menor de 500 MHz.

Resulta además informativo calcular los efectos en la exactitud del método con preescalador y el de heterodinización para la extensión de la frecuencia.

Para el caso del preescalador considerando que éste no cuenta errores, lo cual suele ser así, la frecuencia de salida es la frecuencia de entrada entre N , que es la relación del preescalador. La frecuencia exhibida es la frecuencia de entrada al contador por el tiempo de compuerta, lo cual es

$$\text{frecuencia exhibida} = \frac{f_{\text{entrada}}}{N} t \quad (10-4)$$

Puesto que N es una constante, la exactitud de la visualización es una función de t , o el tiempo de compuerta; entonces, la exactitud del contador con un preescalador es la misma que la del contador sin un preescalador.

Considérese el caso cuando se utiliza un convertidor de frecuencia heterodino donde la señal mezclada se deriva a partir del reloj, como se utiliza para derivar la base de tiempo dentro del contador. El tiempo de compuerta es un número entero de ciclos del reloj de la base de tiempo, o

$$\text{Tiempo de compuerta} = \frac{Q}{f_c} \quad (10-5)$$

donde Q es la división de la base de tiempo y f_c la frecuencia del reloj de la base de tiempo. La frecuencia de mezclado en el convertidor se deriva a partir de la misma fuente, y la frecuencia de salida del convertidor es

$$f_{\text{entrada}} = f'_{\text{entrada}} \pm Nf_c \quad (10-6)$$

donde f_{entrada} = frecuencia en el contador

f'_{entrada} = frecuencia en el convertidor

N = Multiplicación entre el reloj de base de tiempo interna y la señal heterodina.

La frecuencia exhibida del contador es la frecuencia de entrada del contador por el tiempo de compuerta, lo cual es

$$\text{frecuencia exhibida} = f_{\text{entrada}} \left(\frac{Q}{f_c} \right) = \frac{f_{\text{entrada}} Q}{f_c} + QN \quad (10-7)$$

La relación entre la frecuencia de entrada real y la exhibida es una función de f_c sólo, en tanto que el segundo término de la relación (10-7), QN , es una constante.

Por lo tanto, ni el método de la heterodinización ni el de preescalador para incrementar el rango de frecuencia de un contador afectan a la exactitud.

10-4 CONTADORES AUTOMATICOS Y DE CALCULO

El contador de frecuencia, que es una máquina esencialmente digital, es un prospecto excelente para ser automatizado y computarizado. Una excelente medición que se puede manejar con exactitud mediante un contador con capacidad de cálculo es la medición de bajas frecuencias. Un problema significativo con el contador de frecuencia convencional es la medición de bajas frecuencias. Si se fuera a medir una señal de menos de 1 Hz con una resolución de 0.01 Hz, el tiempo requerido sería de 100 s si se utilizara un contador convencional controlado por compuerta. Una técnica alternativa de medición es medir el periodo de la forma de onda de entrada y calcular la frecuencia a partir de la relación.

$$\text{Frecuencia} = \frac{1}{\text{periodo}} \quad (10-8)$$

El tiempo requerido para presentar la frecuencia es el periodo de la entrada desconocida más el tiempo de cálculo. Para el ejemplo de una frecuencia de 1 Hz, el lapso es 1 s, mientras que el tiempo de cálculo es de 1 ms o menor. En la frecuencia de cualquier onda se puede medir con el tiempo de periodo más un pequeño incremento por el cálculo. Sin embargo, la determinación de frecuencia a partir de una sola medición de periodo tiene una probabilidad estadística de error muy grande. Un segundo cálculo de frecuencia hecho a partir de una segunda medición de periodo reduce la probabilidad de error y un tercer cálculo mejora la medición. El contador de frecuencia calculado continúa calculando la frecuencia a partir del periodo de la entrada tantas veces como la entrada esté presente y presentará la media aritmética de los cálculos.

Las mediciones de bajas frecuencias mejoran con la capacidad de cálculo de un contador de frecuencia, la medición de acarreo pulsados también se pueden mejorar con el contador calculador. Frecuentemente es necesario determinar la frecuencia de pulsos de energía que no prevalecen largos periodos. Como un ejemplo, considérese un pulso de 1 μ s de una portadora de 1-GHz. Para medir la frecuencia del pulso se dispone sólo de 1000 ciclos completos que se pueden contar. El contador de frecuencia tiene una ambigüedad de $+ o -$ una cuenta, lo cual representa un error de una parte en 1000 a 0.1 por ciento. Si la exactitud de la medición es mejor que ésta se cuenta más de un pulso y finalmente es usado para el cálculo de la frecuencia. Con el contador de frecuencia calculador se puede efectuar varias mediciones, promediar el resultado de cada medición, y presentar una frecuencia determinada estadísticamente.

En la sección de la exactitud del contador de frecuencia, se expuso que existe un punto donde la medición del periodo de una entrada con cierta frecuencia de reloj produce una medición de la frecuencia de entrada para un tiempo de compuerta fijo. En la figura 10-24 se ilustra el diagrama de bloque de un contador de frecuencia automatizado, el cual tiene la capacidad de realizar mediciones de periodo o frecuencia de entrada automáticamente y cumplir con los cálculos matemáticos necesarios para exhibir la frecuencia correcta. En este contador, a diferencia del de compuerta convencional, hay dos contadores controlados con compuerta. Uno se utiliza para acumular la frecuencia de entrada, el segundo acumula una señal de reloj de precisión. Ambos contadores se manejan por compuerta simultáneamente, de manera que el número de ciclos de entrada se acumula en el contador A mientras que un reloj de precisión, o tiempo transcurrido, se acumula en el contador B. La frecuencia de la entrada se determina a partir de la siguiente relación

$$\text{Frecuencia de entrada} = \frac{\text{contador en A}}{\text{contador en B}} \quad (10-9)$$

La apertura y cierre de la compuerta se controla con la señal de entrada o el reloj de precisión interno. En esencia, si el reloj interno controla la compuerta se tiene una medición de frecuencia convencional; ahora bien, si el control se realiza con la señal de entrada, se realiza una medición de periodo. Como se explicó, la frecuencia donde la exactitud cambia de una medición de periodo a una medición de frecuencia es $(f_c)^{1/2}$, donde f_c es la frecuencia del reloj a partir del cual se deriva la base de tiempo y el reloj se utiliza para la medición del periodo. En este ejemplo el reloj de precisión empleado para la medición de periodo es de 500 MHz, lo que coloca el punto de cambio

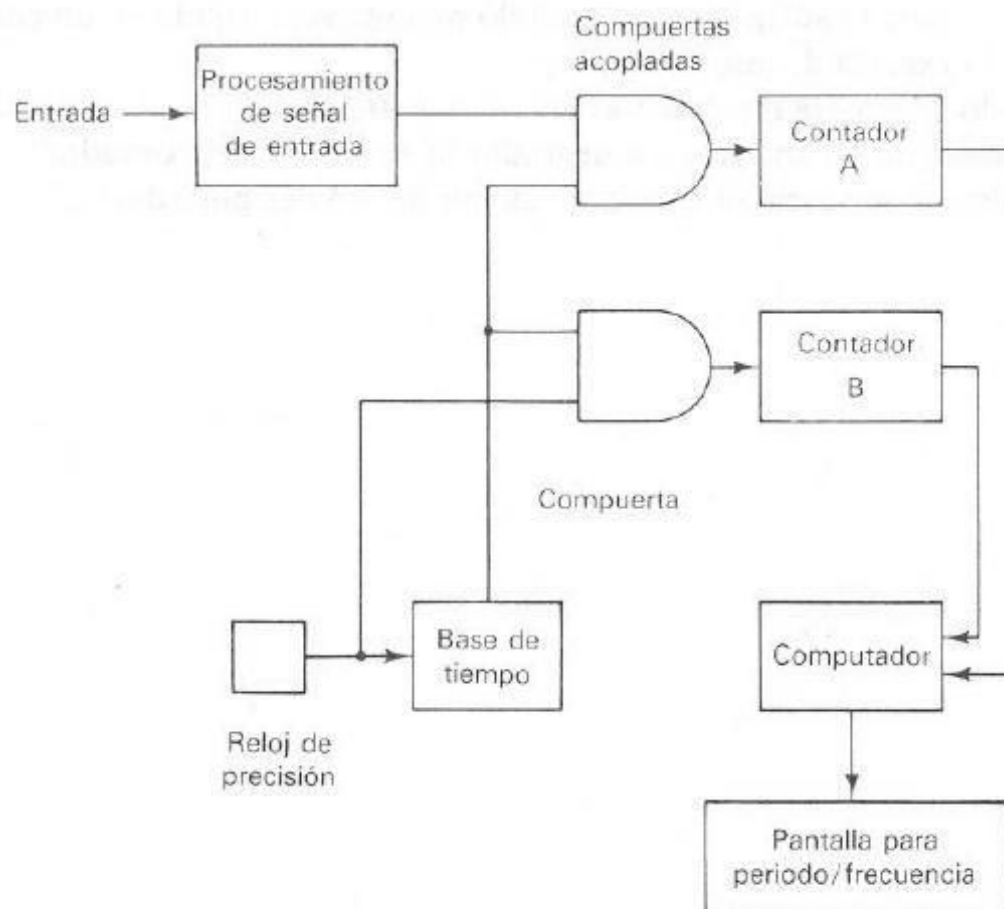


Figura 10-24. Contador calculador de precisión con contadores dobles.

a 22 MHz. A partir de la posición de los interruptores de entrada, los cuales pueden seleccionar el número de dígitos significativos y la resolución, el contador automático de frecuencia selecciona el método de medición.

BIBLIOGRAFIA

- 10-1. Prensky, Sol D., and Castellucis, Richard L., *Electronic Instrumentation*, 3rd ed. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1982.
- 10-2. Tocci, Ronald J., *Digital Systems: Principles and Applications*, chaps. 4, 5, and 7. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1980.

PROBLEMAS

- 10-1. ¿Qué tiempo mínimo de compuerta requiere un contador de frecuencia que mide una frecuencia desconocida hasta de 1 Hz por medio de medición de frecuencia en lugar del periodo?
- 10-2. ¿A qué exactitud puede un contador de frecuencia determinar una frecuencia desconocida de 450 kHz, utilizando una base de tiempo de 1-s y una exactitud en la base de tiempo de 0.01 por ciento?
- 10-3. ¿Cuántas pantallas (décadas totales) tendrá un contador de frecuencia si su exactitud y resolución son de 0.001 por ciento?
- 10-4. Si la base de tiempo interna de un contador de frecuencia es de 10 000 MHz, ¿qué rango de frecuencia se mide mejor con una medición de periodo, y qué rango de frecuencia se mide mejor por medio de una medición de frecuencia convencional?

- 10-5. ¿Qué efectos tiene la adición de un módulo preescalador fijado en un contador de frecuencia en la exactitud, resolución, etc.
- 10-6. ¿Qué método sirve para incrementar el rango de frecuencia de un contador de frecuencia? ¿Cómo lograr lo anterior sin degradar la exactitud del contador?
- 10-7. ¿Qué problemas se vinculan con la medición de señales pulsadas?

Transductores como elementos de entrada a sistemas de instrumentación

11-1. CLASIFICACION DE TRANSDUCTORES

Un sistema de instrumentación electrónico consiste de varios componentes que se utiliza para realizar una medición y registrar el resultado. Por lo general consta de tres elementos principales: un dispositivo de *entrada*, un acondicionador de señal o dispositivo de *procesamiento* y un dispositivo de *salida*. El dispositivo de entrada recibe la cantidad por medir y envía una señal eléctrica *proporcional* al dispositivo acondicionador de señal. Aquí la señal se amplifica, se filtra o se modifica en un formato para el dispositivo de salida. Este puede ser un simple medidor indicador, un osciloscopio o un registrador para presentación visual. Puede ser un registrador de cinta magnética para el almacenamiento temporal o permanente de los datos de entrada, o puede ser una computadora digital para manipulación de los datos o proceso de control. El tipo de sistema depende de qué se va a medir y de qué manera se van a presentar los resultados.

La variable de entrada de la mayoría de los sistemas de instrumentación es *no eléctrica*. Con el fin de utilizar métodos eléctricos y técnicas de medición, manipulación o control, las cantidades no eléctricas se convierten en una señal eléctrica por medio de un dispositivo llamado *transductor*. Una definición establece que “el transductor es un dispositivo que al ser afectado por la energía de un sistema de transmisión, proporciona energía en la misma forma o en otra a un segundo sistema de trans-

misión''. Esta transmisión de energía puede ser eléctrica, mecánica, química, óptica (radiante) o térmica.

Esta amplia definición de un transductor incluye, por ejemplo, dispositivos que convierten fuerza o desplazamiento *mecánico* en una señal eléctrica. Estos dispositivos forman un grupo muy importante y numeroso de transductores que se encuentran en el área de instrumentación industrial y compete al ingeniero de instrumentación conocer este tipo de conversión de energía. Muchos otros parámetros físicos (calor, intensidad luminosa, humedad) se pueden convertir en energía eléctrica por medio de transductores. Estos dispositivos proporcionan una señal de salida cuando son estimulados por una entrada *no mecánica*: un termistor reacciona a variaciones de temperatura, una fotocelda a los cambios de intensidad luminosa, un haz electrónico a los efectos de un campo magnético, etc. En todos los casos, la salida eléctrica se mide mediante métodos estándares dejando la magnitud de la cantidad de entrada en términos de una medida eléctrica *analógica*.

Los transductores se pueden clasificar según su aplicación, método de conversión de energía, naturaleza de la señal de salida, etc. Por lo general todas estas clasificaciones terminan en áreas que se superponen. Una distinción y clasificación estricta de los tipos de transductores es difícil. El cuadro 11-1 muestra una clasificación de transductores de acuerdo con los *principios eléctricos* en que se basan. La primer parte del cuadro, lista transductores que requieren potencia externa. Estos son los transductores *pasivos*, los cuales producen una variación en algún parámetro eléctrico, como resistencia, capacitancia, etc., que se puede medir como una variación de voltaje o corriente. La segunda categoría corresponde a transductores del tipo de *autogeneración*,

CUADRO 11-1. Tipos de transductores

Parámetro eléctrico y clase de transductor	Principio de operación y naturaleza del dispositivo	Aplicación típica
Transductores pasivos (con potencia externa)		
<i>Resistencia</i>		
Dispositivo potenciométrico	El posicionamiento de un cursor por medio de una fuerza externa varía la resistencia en un potenciómetro o un circuito puente	Presión, desplazamiento
Galga extensiométrica resistiva	La resistencia de un alambre o semiconductor cambia según la elongación o compresión debida a esfuerzos aplicados externamente	Fuerza, par, desplazamiento
Medidor de alambre caliente o medidor Pirani	La resistencia de un elemento caliente varía enfriándolo con flujo de gas	Flujo de gas, presión de gas
Termómetro de resistencia	La resistencia de un alambre de metal puro con un coeficiente de temperatura de resistencia positivo grande varía con la temperatura	Temperatura, calor radiante
Termistor	La resistencia de ciertos óxidos de metal con coeficiente de temperatura de resistencia negativo cambia con la temperatura	Temperatura

CUADRO 11-1. Continúa

Parámetro eléctrico y clase de transductor	Principio de operación y naturaleza del dispositivo	Aplicación típica
Higrómetro de resistencia	La resistencia de una cinta conductiva se altera con el contenido de humedad	Humedad relativa
Celda fotoconductiva	La resistencia de una celda como un elemento del circuito se modifica con la luz incidente	Relevador fotosensible
Capacitancia		
Medidor de presión de capacitancia variable	Una fuerza aplicada externamente varía la distancia entre dos placas paralelas	Desplazamiento, presión
Micrófono de capacitor	La presión del sonido altera la capacitancia entre una placa fija y un diafragma móvil	Voz, música y ruido
Medidor dieléctrico	La capacitancia varía por cambios en el dieléctrico	Nivel de líquidos, espesor
Inductancia		
Transductor de circuito magnético	Los cambios del circuito magnético modifican la autoinductancia o inductancia mutua de una bobina excitada por ca	Presión, desplazamiento
Detector de reluctancia	La reluctancia de un circuito magnético varía al cambiar la posición del núcleo de hierro de una bobina	Presión, desplazamiento, vibración, posición
Transformador diferencial	El voltaje diferencial de dos devanados secundarios de un transformador varía al mover el núcleo magnético por medio de una fuerza aplicada desde el exterior	Presión, fuerza, desplazamiento, posición
Medidor de corriente parásita	La inductancia de una bobina se altera por la proximidad de una placa con corrientes parásitas inducidas	Desplazamiento, espesor
Medidor de magnetostricción	Las propiedades magnéticas cambian por presión y esfuerzos	Fuerza, presión, sonido
Voltaje y corriente		
Detector por efecto de Hall	Se genera una diferencia de potencial a través de una placa semiconductor (de germanio) cuando un flujo magnético interactúa con una corriente aplicada	Flujo magnético, corriente
Cámara de ionización	Se induce flujo de electrones mediante la ionización de un gas debido a radiación radiactiva	Conteo de partículas, radiación
Celda fotoemisiva	Hay una emisión de electrones debida a la radiación incidente en una superficie fotoemisiva	Luz y radiación
Tubo fotomultiplicador	La emisión de electrones secundarios es debida a la radiación incidente sobre un cátodo fotosensible	Luz y radiación, relevadores fotosensibles

CUADRO 11-1. Continúa

Parámetro eléctrico y clase de transductor	Principio de operación y naturaleza del dispositivo	Aplicación típica
Transductores de autogeneración (sin potencia externa)		
Termopar y termopila	Se genera una fem por la unión de dos metales disímiles o semiconductores cuando la unión se calienta	Temperatura, flujo de calor, radiación
Generador de bobina móvil	El movimiento de una bobina en un campo magnético genera un voltaje	Velocidad, vibración
Detector piezoeléctrico	Se genera una fem cuando una fuerza externa se aplica a ciertos materiales cristalinos, como el cuarzo	Sonido, vibración, aceleración, cambios de presión
Celda fotovoltaica	Se genera voltaje en un dispositivo de unión semiconductor cuando la energía radiante estimula la celda	Medidor de luz, celda solar

que generan un voltaje o corriente analógica cuando son estimulados por medio de alguna forma física de energía. Los transductores de autogeneración *no* requieren potencia externa. Aunque sería casi imposible clasificar todos los sensores y mediciones, los dispositivos descritos en el cuadro 11-1 representan un buen número de transductores disponibles en el comercio para aplicaciones de ingeniería instrumental. Algunos de los transductores más comunes y sus aplicaciones se exponen en las secciones siguientes.

11-2 SELECCION DE UN TRANSDUCTOR

En un sistema de medición el transductor es el elemento de entrada con la importante función de transformar algunas cantidades físicas en una señal eléctrica proporcional. La selección del transductor apropiado es, por consiguiente, el primero y tal vez el paso más importante en la obtención de resultados exactos. Un número de preguntas elementales se deben hacer antes de seleccionar un transductor, por ejemplo,

- a) ¿Cuál es la cantidad física por medir?
- b) ¿Cuál principio de transductor es el mejor para medir esta cantidad?
- c) ¿Qué exactitud se requiere en esta medición?

La primera se contesta determinando el *tipo* y *rango* de la medición. Para una respuesta apropiada a la segunda se requiere que las características de *entrada* y *salida* del transductor sean compatibles con el sistema de medición y registro. En la mayoría de los casos, estas dos interrogantes se responden fácilmente, al decir que el transductor apropiado se selecciona por la adición de una tolerancia para la *exactitud*. En la práctica esto rara vez es posible debido a la complejidad de los diversos parámetros del transductor que afectan la exactitud. Los requerimientos de exactitud del *sistema* total determinaron el grado con el cual los factores individuales contribuyen a la exactitud que debe ser considerada. Algunos de estos factores son:

- a) *Parámetros fundamentales del transductor*: tipo y rango de la medición, sensibilidad, excitación.
- b) *Condiciones físicas*: Conexiones eléctricas y mecánicas, condiciones de montaje, resistencia a la corrosión.
- c) *Condiciones de ambiente*: efectos de la no linealidad, efectos de histéresis, respuesta en frecuencia, resolución.
- d) *Condiciones ambientales*: efectos de la temperatura, aceleración, golpes y vibraciones.
- e) *Compatibilidad con el equipo asociado*: condiciones de balance de peso, tolerancia de la sensibilidad, acoplamiento de impedancias, resistencia de aislación.

Las categorías a) y b) comprenden características eléctricas y mecánicas básicas del transductor. La exactitud de éste, componente independiente, está contenida en las categorías c) y d). La categoría e) considera la compatibilidad del transductor con el equipo asociado al sistema.

El error de medición total en un sistema activado por transductor se puede reducir para que esté dentro del rango de exactitud requerido, por medio de las siguientes técnicas:

- a) Usando un método de calibración de sistema con correcciones efectuadas en la reducción de datos.
- b) *Monitoreo* simultáneo del ambiente, con la consecuente corrección de datos.
- c) *Control* artificial del ambiente para minimizar los posibles errores.

Algunos errores *individuales* son previsibles y el sistema se puede estimar para eliminarlos. Cuando se calibra todo el sistema, estos datos de calibración sirven para corregir datos registrados. Los errores *ambientales* se corrigen reduciendo los datos si los efectos ambientales se registran al mismo tiempo que los datos reales. Entonces los datos se corrigen aplicando las características ambientales conocidas de los transductores. Estas dos técnicas incrementan de manera significativa la exactitud del sistema.

Otro método para mejorar la exactitud global del sistema es el control *artificial* del ambiente del transductor. Si se puede conservar sin cambio el ambiente del transductor estos errores se reducen a cero. Dicho tipo de control puede requerir el mover físicamente el transductor a una posición más favorable o aislarlo del medio ambiente mediante una cubierta a prueba de calor, aislación de vibraciones, o medios similares.

11-3 GALGAS EXTENSIOMETRICAS

11-3.1 Factor de la galga

La galga extensiométrica es un ejemplo de transductor pasivo (cuadro 11-1) que convierte un desplazamiento *mecánico* en un cambio de *resistencia*. Una galga extensiométrica es un dispositivo delgado, como una oblea, que se puede unir (soldar) a una variedad de materiales con el fin de medir los esfuerzos aplicados. Las galgas extensiométricas *metálicas* se fabrican con alambres resistentes de diámetros muy peque-

ños, como Constantan,* o grabado en laminillas metálicas delgadas. La resistencia del alambre o de la lámina delgada cambia con la longitud a medida que el material al cual está soldada sufre tensiones o compresiones. Este cambio en la resistencia es proporcional a la tensión aplicada y se mide con un puente de Wheatstone adaptado especialmente.

La sensibilidad de una galga extensiométrica se describe en términos de una característica llamada *factor de galga*, K , que se define como la unidad de cambio de la resistencia por unidad de cambio de longitud, o

$$\text{Factor de galga } K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} \quad (11-1)$$

donde K = factor de galga

R = resistencia nominal de la galga

ΔR = cambio en la resistencia de la galga

l = longitud normal del objeto (condiciones sin esfuerzos)

Δl = Cambio en la longitud del objeto

El término $\Delta l/l$ en el denominador de la ecuación (11-1) es la tensión mecánica σ , de forma que la ecuación se puede escribir

$$K = \frac{\Delta R/R}{\sigma} \quad (11-2)$$

donde σ es la tensión mecánica en la dirección lateral.

El cambio de la resistencia ΔR de un conductor con longitud l se calcula con la expresión de resistencia de un conductor de sección transversal uniforme:

$$R = \rho \frac{\text{longitud}}{\text{área}} = \frac{\rho \times l}{(\pi/4)d^2} \quad (11-3)$$

donde ρ = resistencia específica del material conductor

l = longitud del conductor

d = diámetro del conductor

La tensión en un conductor causa incremento Δl en la longitud y simultáneamente decrece Δd en su diámetro. La resistencia del conductor entonces cambia a

$$R_s = \rho \frac{(l + \Delta l)}{(\pi/4)(d - \Delta d)^2} = \rho \frac{l(1 + \Delta l/l)}{(\pi/4)d^2 (1 - 2 \Delta d/d)} \quad (11-4)$$

La ecuación (11-4) se simplifica con la relación de Poisson, μ , definida como la relación de tensión mecánica en la dirección lateral con la tensión mecánica en la dirección axial.

$$\mu = \frac{\Delta d/d}{\Delta l/l} \quad (11-5)$$

* Marca registrada. Constantan es una aleación de níquel-cobre que contiene 60% de cobre y 40% de níquel.

al sustituir la ecuación (11-5) en la (11-4)

$$R_s = \rho \frac{l}{(\pi/4)d^2} \left(\frac{1 + \Delta l/l}{1 - 2\mu \Delta l/l} \right) \quad (11-6)$$

la cual se puede simplificar a

$$R_s = R + \Delta R = R \left[1 + (1 + 2\mu) \frac{\Delta l}{l} \right] \quad (11-7)$$

El incremento de resistencia ΔR comparado con el de longitud Δl se puede expresar en términos del factor de galga K donde

$$K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = 1 + 2\mu \quad (11-8)$$

La relación de Poisson para la mayoría de los metales está en el rango de 0.25 a 0.35, y el factor de galga está entonces entre 1.5 y 1.7.

Para las aplicaciones de mediciones de tensión mecánica es deseable una *alta sensibilidad*. Un factor de galga alto significa un cambio de resistencia relativamente grande el cual se mide con más facilidad que un cambio pequeño en la resistencia. Para un alambre de Constantan, K es cerca de 2, mientras que para Alloy 479 el valor de K es cerca de 4.

Es interesante hacer un simple cálculo para determinar qué efecto tiene un esfuerzo aplicado sobre el cambio de resistencia de una galga extensiométrica. La ley de Hooke da la relación entre el esfuerzo y la tensión mecánica para una curva lineal esfuerzo-tensión en términos de los módulos de elasticidad del material en tensión. Definidos *el esfuerzo* como la fuerza aplicada por unidad de área y *la tensión* como la elongación del miembro esforzado por unidad de longitud, la ley de Hooke se escribe como

$$\sigma = \frac{s}{E} \quad (11-9)$$

donde σ = tensión $\Delta l/l$ (sin unidades)

s = esfuerzo, kg/cm^2

E = módulo de Young (kg/cm^2)

EJEMPLO 11-1

Una galga extensiométrica resistiva con un factor de galga de 2 se suelda a un miembro de acero sometido a un esfuerzo de $1\,050\text{ kg/cm}^2$. El módulo de elasticidad del acero es de aproximadamente $2.1 \times 10^6\text{ kg/cm}^2$. Calcúlese el cambio en la resistencia, ΔR , del elemento de la galga debido al esfuerzo aplicado.

SOLUCION La ley de Hooke, ecuación (11-9) da

$$\sigma = \frac{\Delta l}{l} = \frac{s}{E} = \frac{1,050}{2.1 \times 10^6} = 5 \times 10^{-4}$$

La sensibilidad de la galga extensiométrica con $K = 2$ se obtiene. Por lo tanto, de la ecuación (11-2),

$$\frac{\Delta R}{R} = K\sigma = 2 \times 5 \times 10^{-4} = 10^{-3} \quad \text{or} \quad 0.1\%$$

El ejemplo 11-1 ilustra que el esfuerzo relativamente alto de $1\,050\text{ kg/cm}^2$ da cambios de resistencia del 0.1% , uno bastante pequeño. Por lo general las mediciones reales presentan cambios de resistencia de valores mucho más bajos; así pues, hay que diseñar con sumo cuidado los circuitos de medición con puente para que detecten estos cambios pequeños en la resistencia.

11-3.2 Elementos sensores metálicos

Las galgas extensiométricas metálicas se forman de alambres de resistencia delgados o grabados en hojas muy finas de metal. Por lo general los alambres de la galga son pequeños, están sujetos a mínimo de fugas y se pueden utilizar en aplicaciones para altas temperaturas. Los elementos de las láminas son más grandes y estables que las galgas de alambres. Es factible utilizarlos en condiciones extremas de temperatura, o en condiciones prolongadas de carga y pueden disipar con facilidad el calor autoinducido.

Se han elaborado varios materiales resistentes para emplearlos en galgas de alambre y lámina; algunos se describen en los párrafos siguientes.

El *Constantan* es una aleación de níquel-cobre con un coeficiente de temperatura bajo. Se encuentra en galgas que se utilizan en la medición de tensiones dinámicas, donde los niveles de tensión alternante no excedan $\pm 1\,500\text{ }\mu\text{cm/cm}$. Los límites de operación de temperatura son de 10°C a 200°C .

El *Nicromo V* es una aleación de cromo-níquel utilizada en la medición de tensión estática a 375°C . Con compensación de temperatura, la aleación se puede utilizar para mediciones estáticas a 650°C y mediciones dinámicas a $1\,000^\circ\text{C}$.

El *Dynaloy* es una aleación de hierro-níquel con un factor de galga alto y, alta resistencia a la fatiga. Este material se usa en aplicaciones de tensión dinámica donde se puede tolerar una alta sensibilidad a la temperatura. El rango de temperatura de las galgas de dynaloy por lo general está limitado por los materiales que la soportan y el pegamento para soldarlo.

El *Stabiloy* es una aleación modificada de cromo-níquel con un rango de compensación de temperatura amplio. Estas galgas tienen una estabilidad excelente para temperaturas criogénicas de aproximadamente 350°C y buena tolerancia de fatiga.

Las aleaciones de *tungsteno-platino* ofrecen una excelente estabilidad y alta resistencia a la fatiga a elevadas temperaturas. Estas galgas se recomiendan para pruebas estáticas a 700°C y mediciones dinámicas a 850°C . Puesto que el material tiene un coeficiente de temperatura relativamente alto, se debe aplicar alguna compensación de temperatura para corregir este error.

Las galgas extensiométricas de *semiconductor* se utilizan a menudo en transductores de alta salida como las celdas de carga. Estas galgas tienen una sensibilidad muy grande, con factores de galga de 50 a 200. Sin embargo, son sensibles a fluctuaciones de temperatura y a menudo se comportan en forma no lineal.

El tamaño de una galga terminada y el modo en que el alambre o la lámina se arregle, varía con la aplicación. Algunas galgas soldadas pueden ser hasta de 1/8 de pulg por 1/8 de pulg, aunque suelen ser más grandes, y se fabrican con un tamaño máximo de 1 pulg de largo por 1/2 pulg de ancho. En la aplicación normal, la galga extensiométrica se pega a la estructura cuya tensión mecánica se desea medir. Obtener una buena unión entre la galga y la estructura es muy difícil. El material adhesivo debe mantener firme la galga en la estructura, y tener suficiente elasticidad en condiciones de esfuerzo sin perder sus propiedades características. El adhesivo también debe ser resistente a variaciones de temperatura, humedad, y otras condiciones ambientales.

11-3.3 Configuración de la galga

La forma del elemento sensor se selecciona de acuerdo con la tensión mecánica por medir; uniaxial, biaxial o multidireccional. Para aplicaciones uniaxiales a menudo se utilizan elementos sensores largos y angostos (fig. 11-1) para maximizar la tensión del material sensor en la dirección de interés. Los lazos finales son pocos y cortos, de modo que la sensibilidad a tensiones transversales sea baja. La longitud de la galga elige según el campo de tensión por investigar. Para la mayoría de las mediciones de tensión, una galga de 6 mm de longitud ofrece una buena operación y la instalación es fácil.

Se pueden lograr mediciones simultáneas de esfuerzos en más de una dirección colocando galgas de un solo elemento en la dirección correcta. Sin embargo, para simplificar esta tarea y obtener mayor exactitud, se dispone de galgas de múltiples elementos o *rosetas*.

Las rosetas de dos elementos (fig. 11-2) suelen utilizarse en transductores de fuerza. Las galgas se conectan en un circuito puente de Wheatstone para proporcionar una salida máxima. En análisis de esfuerzos, los elementos axial y transversal pueden tener diferentes resistencias que se pueden seleccionar para que la salida combinada sea proporcional al esfuerzo, mientras que la salida del elemento axial sólo es proporcional al esfuerzo. Las rosetas de tres elementos frecuentemente se utilizan para determinar la dirección y magnitud de las tensiones principales que resultan de cargas estructurales complejas. Los tipos más comunes tienen desplazamientos angulares de 45° o 60° entre los elementos sensores (fig. 11-3). Las rosetas de 60° se usan cuando la dirección de la tensión principal se desconoce. Las rosetas de 45° proporcionan una

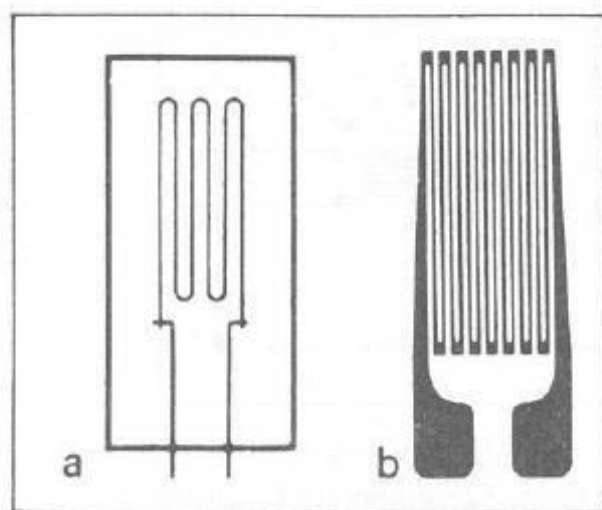


Figura 11-1. Galga extensiométrica uniaxial: a) alambre; b) laminilla. (Cortesía de Statham Division, Schlumberger Industries.)

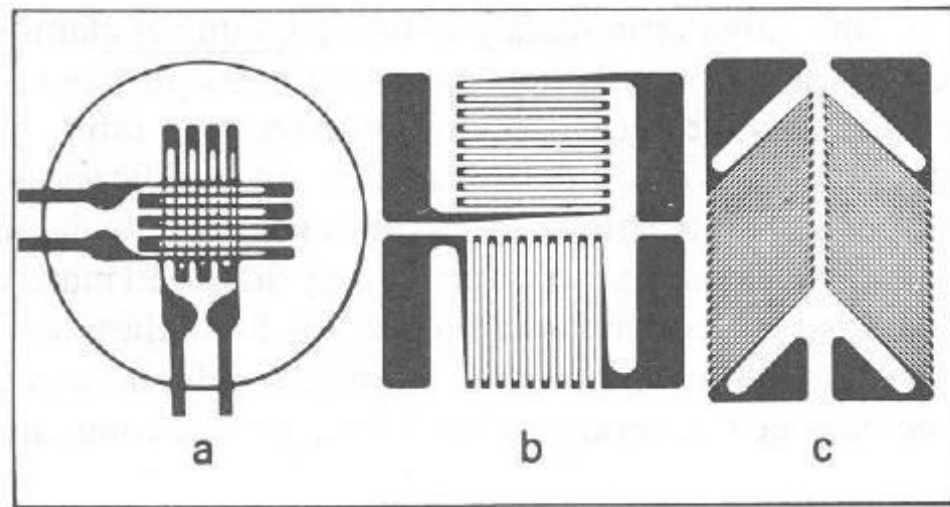


Figura 11-2. Roseta de dos elementos a) laminillas apiladas a 90° ; b) laminilla planar a 90° ; c) laminilla plana sesgada a 90° . (Cortesía de Statham Division, Schlumberger Industries.)

resolución angular mayor y normalmente se utilizan cuando se conocen las direcciones de las tensiones principales.

11-3.4 Galga extensiométrica desoldada

La galga extensiométrica desoldada consiste en un marco estacionario y una armadura que está colocada en el centro del marco. La armadura sólo se puede mover en una dirección. El desplazamiento está limitado por cuatro filamentos de alambre sensible a la tensión, devanado entre aisladores rígidos montados en el marco y en la armadura. Los filamentos son de igual longitud y tienen un arreglo como se muestra en la figura 11-4a.

Cuando se aplica una fuerza externa a la galga extensiométrica, la armadura se mueve en la dirección indicada. Los elementos *A* y *D* se incrementan en longitud, mientras que *B* y *C* disminuyen. El cambio de resistencia de los cuatro filamentos es proporcional al cambio de longitud, y éstos se pueden medir con un puente de Wheatstone (fig. 11-4b). La corriente desequilibrada, indicada por el medidor de corriente, se calibra para que lea la magnitud del desplazamiento de la armadura.

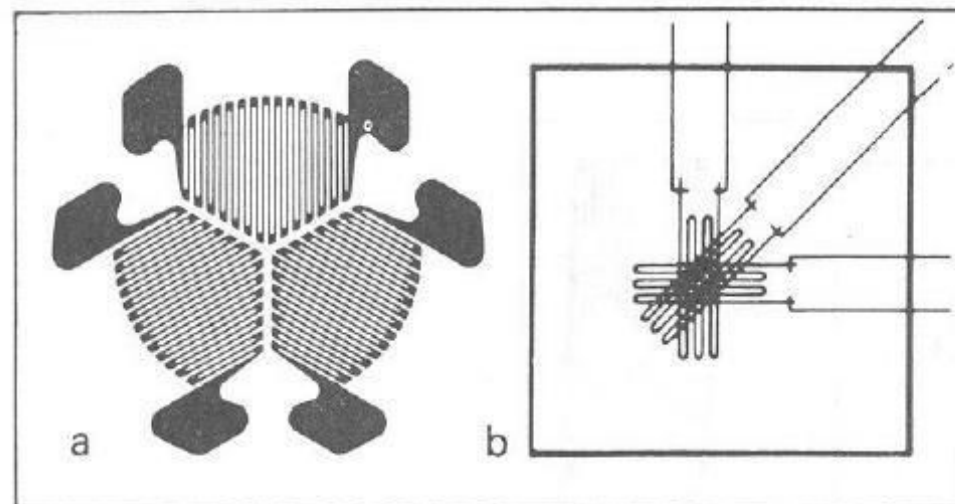


Figura 11-3. Roseta de tres elementos: a) laminilla planar 60° ; b) de alambre apilado a 45° . (Cortesía de Statham Division, Schlumberger Industries.)

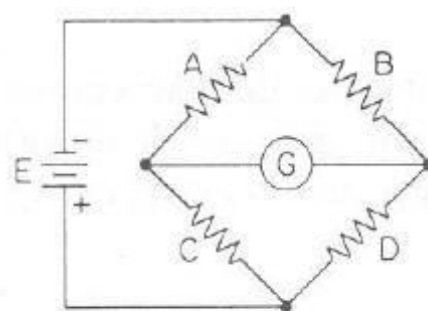
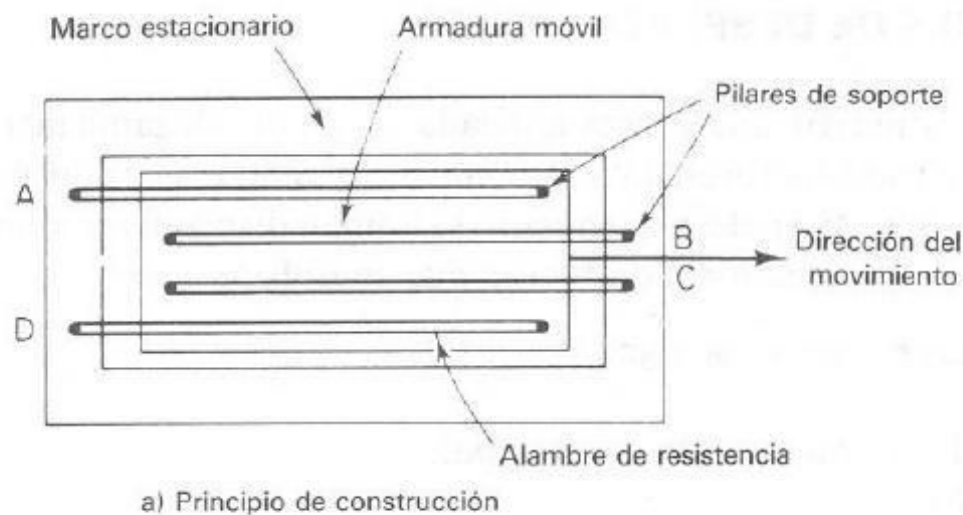


Figura 11-4. Galga extensiométrica desoldada: a) principio de construcción; b) circuito puente de Wheatstone.

El transductor de galga extensiométrica desoldada se puede construir en una gran variedad de configuraciones, según el uso requerido. Su aplicación principal es en un transductor de *desplazamiento*: se puede atar una terminal a la armadura para medir el desplazamiento directamente. La unidad de la figura 11-4 permite un desplazamiento de armadura de 0.004 cm a cada lado de la posición central. Con la misma construcción la unidad funciona como un dinamómetro, capaz de medir *fuerza*. Según el número de vueltas y el diámetro de los alambres de tensión, el transductor mide fuerzas de ± 40 g a ± 2 kg, a escala completa.

El transductor puede ser un detector de presión cuando su armadura se conecta a un fuelle metálico o diafragma. Cuando se usa un fuelle, la fuerza en el extremo de éste se transmite por medio de una terminal a la armadura y la unidad funciona como dinamómetro. Si se aplica presión a un lado del fuelle y se abre el otro extremo a la atmósfera, se puede leer presión manométrica. Si el fuelle está al vacío y sellado se mide *presión absoluta*.

Otra modificación es por medio de dos conexiones de presión, una a cada lado del fuelle o diafragma, para la medición de *presión diferencial*. Finalmente, cuando un peso se sostiene a la armadura, el transductor se convierte en *acelerómetro*.

11-4 TRANSDUCTORES DE DESPLAZAMIENTO

El concepto de convertir una fuerza aplicada en un desplazamiento es la base para muchos tipos de transductores. Los elementos mecánicos que son usados para convertir la fuerza aplicada en desplazamiento se llaman dispositivos *sumadores de fuerza*. Los dispositivos sumadores de fuerza que se utilizan son:

- a) Diafragma, plano o corrugado
- b) Fuelles
- c) Tubo de Bourdon, circular o enrollado
- d) Tubo recto
- e) Masa en cantilever, con suspensión simple o doble
- f) Par de pivote

En la figura 11-5 se muestran ejemplos de estos dispositivos sumadores de fuerza. Los transductores de *presión* generalmente utilizan uno de los primeros cuatro tipos de elementos sumadores de fuerza; las categorías e) y f) se encuentran en *acelerómetros* y detectores de *vibración*.

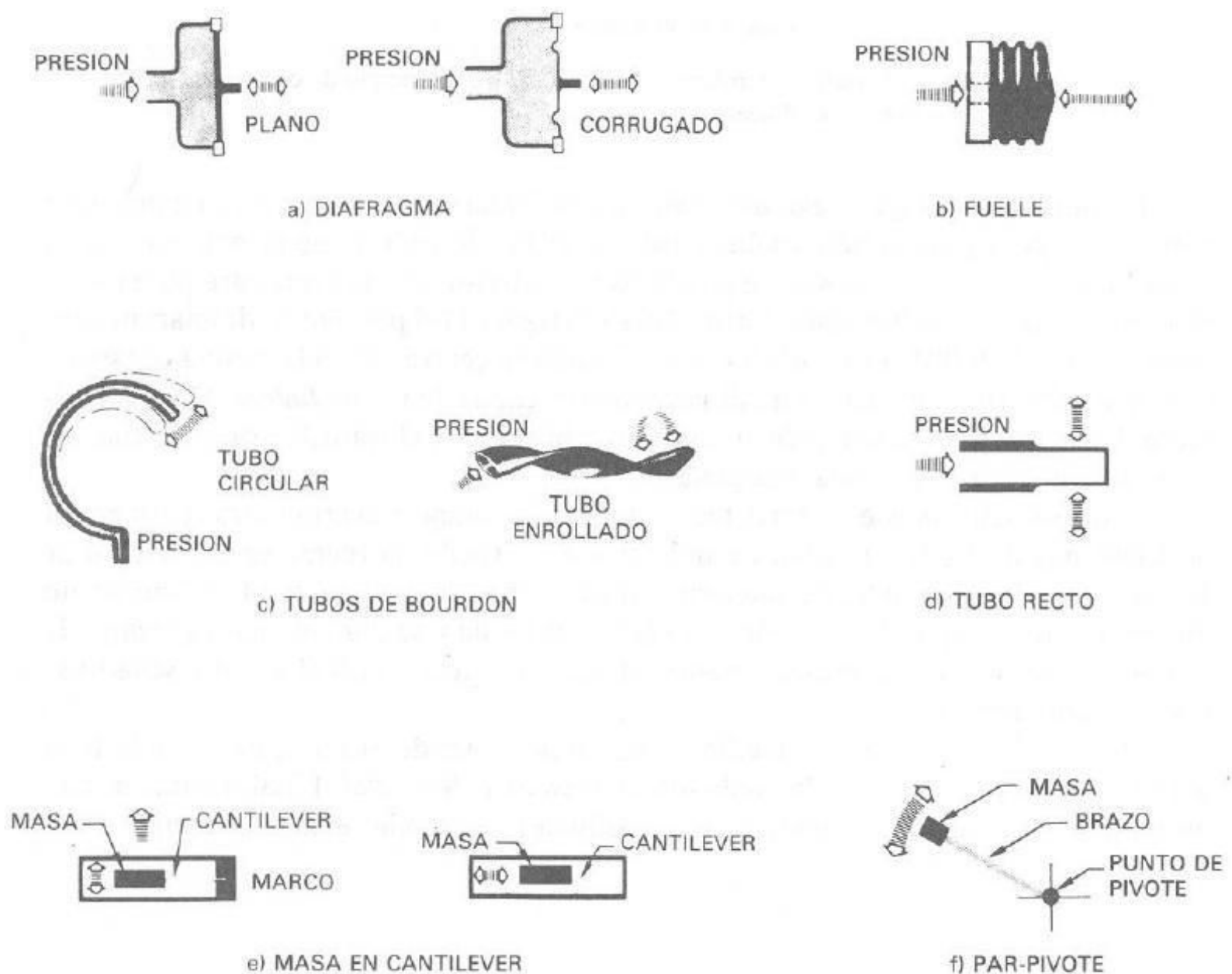


Figura 11-5. Dispositivos sumadores de fuerza. (Cortesía de Statham Division, Schlumberger Industries).

El desplazamiento creado por la acción del dispositivo sumador de fuerza se convierte en un cambio de algún parámetro *eléctrico*. Los principios eléctricos más usados en la medición de desplazamiento son:

- a) Capacitivo
- b) Inductivo
- c) Transformador diferencial
- d) Ionización
- e) Oscilación
- f) Fotoeléctrico
- g) Piezoeléctrico
- h) Potenciométrico
- i) Velocidad

Estos principios se exponen e ilustran en las siguientes secciones.

11-4.1 Transductor capacitivo

La capacitancia de un capacitor de placas paralelas está dada por

$$C = \frac{kA\epsilon_0}{d} \text{ (farads)} \quad (11-10)$$

donde A = área de cada placa (m^2)

d = distancia entre las placas (m)

$\epsilon_0 = 9.85 \times 10^{12}$ (F/m)

k = constante dieléctrica

Puesto que la capacitancia es inversamente proporcional al espaciamento entre las placas paralelas, cualquier variación en d origina una correspondiente variación en la capacitancia. Este principio se aplica al transductor capacitivo de la figura 11-6. Una fuerza, aplicada a un diafragma que funciona como placa de un capacitor simple, cambia la distancia entre el diafragma y la placa estática. El cambio resultante es en capacitancia que se puede medir con un puente de ca, pero usualmente se mide con un circuito oscilador. El transductor, como parte del circuito oscilador, ocasiona

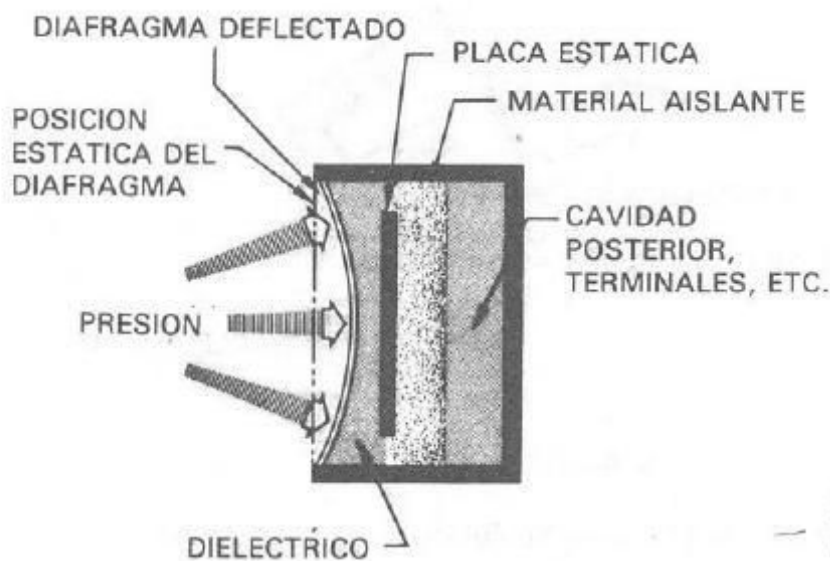


Figura 11-6. Transductor capacitivo. (Cortesía de Statham Division, Schlumberger Industries.)

un cambio en la frecuencia del oscilador. Este cambio de frecuencia es una medida de la magnitud de la fuerza aplicada.

El transductor capacitivo tiene una excelente respuesta en frecuencia y puede medir fenómenos estáticos como dinámicos. Sus desventajas son sensibilidad a variaciones de temperatura y la posibilidad de que se presenten señales erráticas o distorsionadas debido a terminales de gran longitud. También la instrumentación que recibe la señal puede ser grande y compleja, y a menudo incluye un segundo oscilador de frecuencia fija para propósitos heterodinos. La diferencia de frecuencia producida, se puede leer por medio de un dispositivo de salida apropiado, como un contador electrónico.

11-4.2 Transductor inductivo

En el transductor inductivo la medición de fuerza se logra por medio del cambio en la razón de inductancia de un par de bobinas o mediante el cambio de inductancia en una sola bobina. En cada caso, la armadura ferromagnética se desplaza mediante la fuerza por medir, variando la *reluctancia* del circuito magnético. La figura 11-7 ilustra cómo se varía el entrehierro al variar la posición de la armadura. El cambio resultante en inductancia es una medición de la magnitud de la fuerza aplicada.

La bobina sirve como un componente de un oscilador LC cuya frecuencia variará con la fuerza aplicada. Este tipo de transductor es muy utilizado en sistemas de telemetría, con una sola bobina que modula la frecuencia de un oscilador local.

Los errores de histéresis del transductor se limitan casi por completo a los componentes mecánicos. Cuando se utiliza un diafragma como elemento sumador de fuerza (fig. 11-7a), puede formar parte del circuito magnético. En este arreglo el comportamiento total del transductor se degrada en cierto modo debido a que las características mecánicas deseadas del diafragma pueden ser comprometidas para mejorar el comportamiento magnético.

El transductor inductivo responde a mediciones estáticas y dinámicas, y tienen una resolución continua y una salida bastante alta. Las desventajas son que su respuesta en frecuencia (variación de la fuerza aplicada) se limita por la construcción



Figura 11-7. Transductores inductivos. (Cortesía de Statham Division, Schlumberger Industries.)

del elemento sumador de fuerza. Además, los campos magnéticos externos pueden ocasionar un comportamiento errático.

11-4.3 Transductor transformador diferencial variable

El transformador diferencial es un transductor que mide fuerza en términos del desplazamiento del núcleo magnético de un transformador. La construcción básica del transformador diferencial variable lineal (LVDT) se da en la figura 11-8. El transformador consta de un solo devanado primario y dos devanados secundarios, los cuales se colocan a cada lado del primario. Los secundarios tienen un número igual de vueltas pero están conectados en oposición y en serie, de forma que las fems inducidas en las bobinas se oponen entre sí. La posición del núcleo móvil determina el eslabonamiento de flujo entre el devanado primario excitado con V_c y cada uno de los devanados secundarios.

Con el núcleo en el centro, o posición de *referencia*, las fems inducidas en los secundarios son iguales, y puesto que son opuestas el voltaje de salida es 0 V. Cuando una fuerza aplicada externamente mueve el núcleo hacia la izquierda, se eslabona más flujo magnético en la bobina izquierda que en la otra. La fem inducida en la bobina izquierda es, por consiguiente, mayor que la inducida en la derecha. Entonces, la magnitud del voltaje de salida es igual a la *diferencia* entre los dos voltajes secundarios y está en *fase* con el voltaje de la bobina izquierda. Similarmente, cuando el núcleo se desplaza a la derecha, se eslabona mayor flujo en este lado y el voltaje de salida resultante está en fase con la fem de la bobina derecha; mientras que la magnitud es igual a la diferencia entre las dos fems inducidas. La figura 11-8b muestra el voltaje de salida del LVDT como una función de la posición del núcleo.

La salida de un transformador diferencial puede servir como componente de un servosistema de balance de fuerza. Esto se esquematiza en la figura 11-9. Las terminales de salida de un transformador de *entrada* y de un transformador de *equilibrio* se conectan en oposición y en serie. La suma algebraica de los dos voltajes pasa a un amplificador que maneja un motor de dos fases. Cuando los dos transformadores están en posición de referencia, la suma de los voltajes de salida es cero y no se entrega voltaje al servomotor. Cuando el núcleo del transformador de entrada se aleja de la posición de referencia por un desplazamiento de entrada aplicado externamente, se envía un voltaje de salida al amplificador y el motor gira. El eje del motor se acopla mecánicamente al núcleo del transformador de equilibrio. Puesto que la salida de este transformador se opone a la salida del transformador de entrada, el motor continúa girando hasta que las salidas de los dos transformadores son iguales. El indicador en el eje del motor está calibrado para que lea el desplazamiento del transformador de equilibrio e, indirectamente, el desplazamiento del transformador de entrada.

Una variante del transformador diferencial de núcleo móvil se ilustra en la figura 11-10. Aquí el devanado primario lo está sobre el brazo central del núcleo en forma de E y los devanados secundarios están embobinados en los brazos de los extremos del núcleo en E. La armadura gira por la fuerza aplicada externamente alrededor de un pivote localizado cerca del brazo central del núcleo. Cuando la armadura se desplaza de su posición de equilibrio o referencia, la reluctancia del circuito magnético a través de una bobina secundaria decrece; al mismo tiempo, la reluctancia del circuito

magnético a través de la otra bobina secundaria se incrementa. Las fems inducidas en los devanados secundarios, iguales en la posición de referencia de la armadura, ahora son diferentes en magnitud como resultado del desplazamiento aplicado. Las fems inducidas de nuevos se oponen y el transformador opera de la misma forma que el transformador de núcleo móvil de la figura 11-8.

El transformador diferencial proporciona resolución continua y presenta baja histéresis. Se requieren desplazamientos relativamente grandes y el instrumento es sensible a vibraciones. El instrumento receptor se debe seleccionar para operar con señales de ca, o se debe usar una red demoduladora si se requiere una salida de cd.

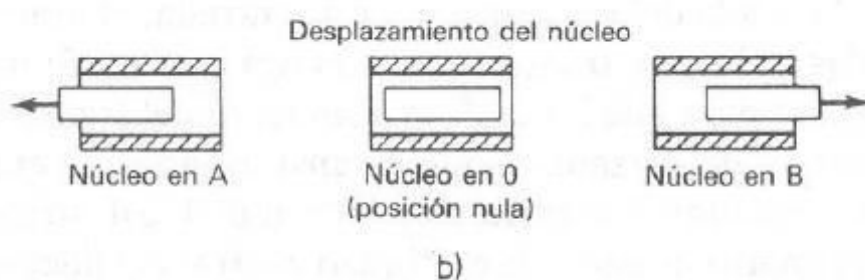
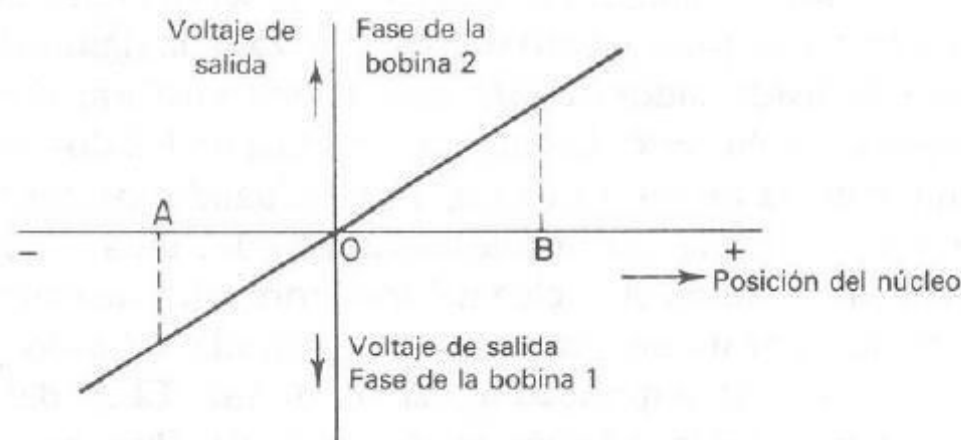
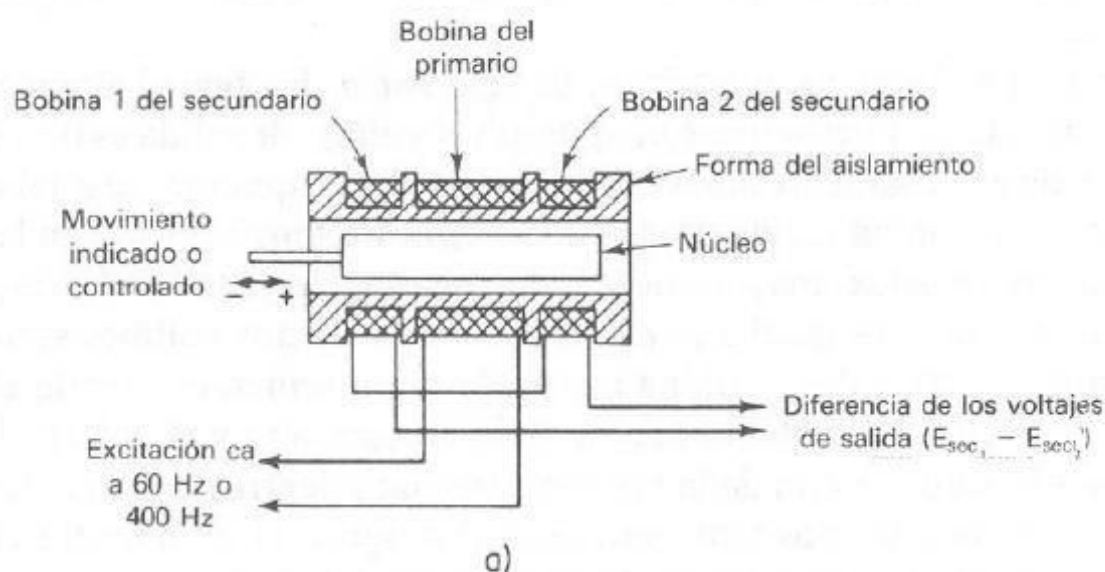


Figura 11-8. Transformador diferencial variable lineal (LVDT): a) componentes esenciales del LVDT; b) las posiciones relativas de los núcleos generan los voltajes de salida indicados. Las características lineales se obtienen limitando el movimiento del núcleo, lo cual es de un máximo de 5 mm a partir de la posición nula.

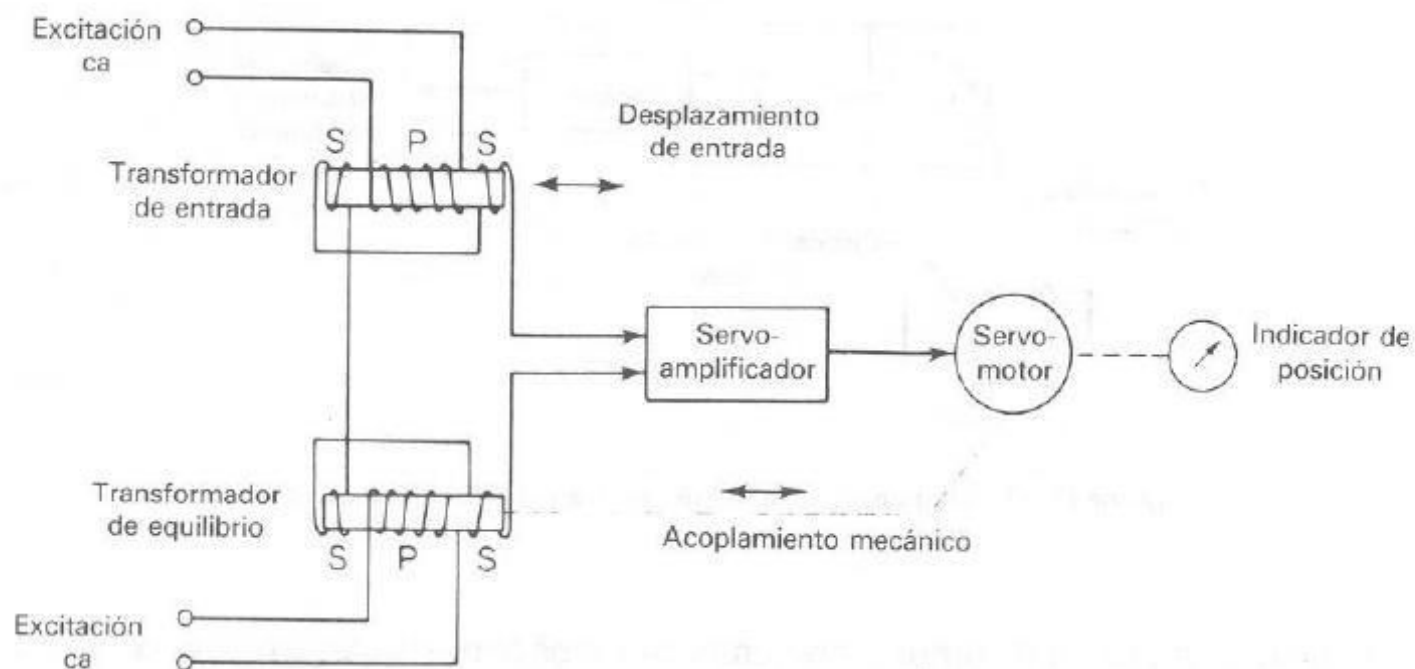


Figura 11-9. Medición de desplazamiento utilizando dos transformadores diferenciales en un servosistema de lazo cerrado.

11-4.4 Transductor de oscilación

En esta clase de transductores el elemento sumador de fuerza cambia la capacitancia o inductancia en un circuito oscilador LC. La figura 11-11 muestra los elementos básicos de un oscilador LC cuya frecuencia se afecta por un cambio en la inductancia de la bobina. La estabilidad del oscilador debe ser excelente para detectar cambios de frecuencia del oscilador causados por la fuerza aplicada desde el exterior.

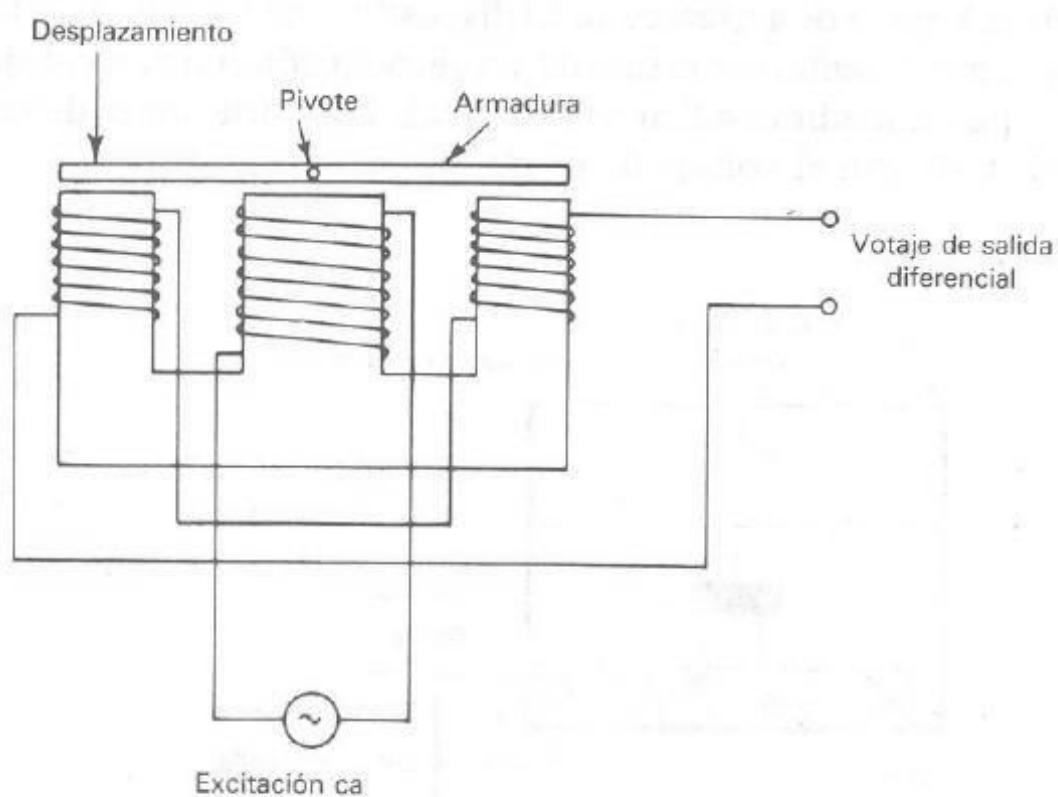


Figura 11-10. Transformador diferencial con un núcleo en E y armadura con pivote.

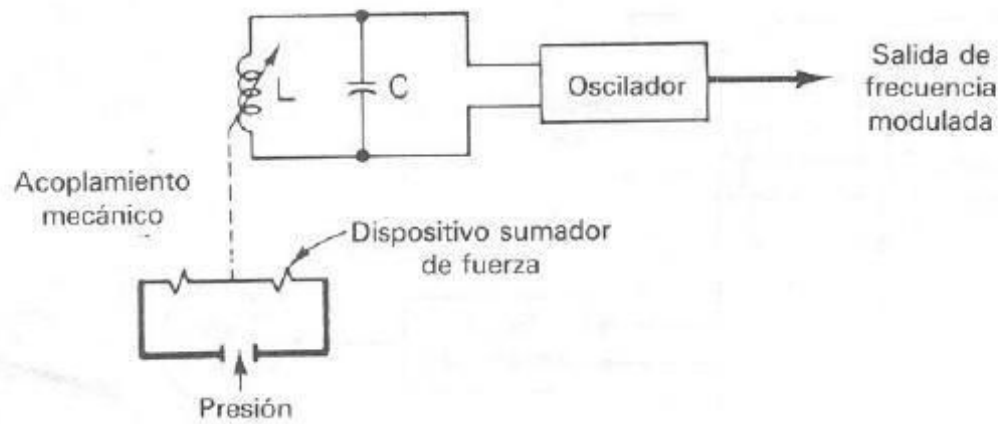


Figura 11-11. Elementos básicos de un transductor de oscilación.

Este transductor mide tanto fenómenos estáticos como dinámicos y es conveniente para aplicaciones en telemetría. Está restringido a aplicaciones de baja exactitud por su rango de temperatura limitado, pobre estabilidad térmica y baja exactitud.

11-4.5 Transductor piezoeléctrico

Los materiales cristalinos asimétricos, como el cuarzo, la sal de Rochelle y el titanio de bario, producen una fem cuando están expuestos a un esfuerzo. Esta propiedad se utiliza en transductores piezoeléctricos, donde un cristal se ubica entre una base sólida y un elemento sumador de fuerza (fig. 11-12). Una fuerza aplicada desde el exterior entra en el transductor a través de su apertura de presión aplicando presión a la parte superior del cristal. Esta produce una fem a través del cristal proporcional a la magnitud de la presión aplicada.

Ya que el transductor tiene una respuesta muy buena a alta frecuencia, su uso principal es en los acelerómetros de alta frecuencia. En esta aplicación el voltaje de salida es de 1 a 30 mV por g de aceleración. El dispositivo no necesita fuente de potencia externa y, por consiguiente, es del tipo de autogeneración. La desventaja principal de éste es que no puede medir condiciones estáticas. Las variaciones de temperatura del cristal también afectan el voltaje de salida.

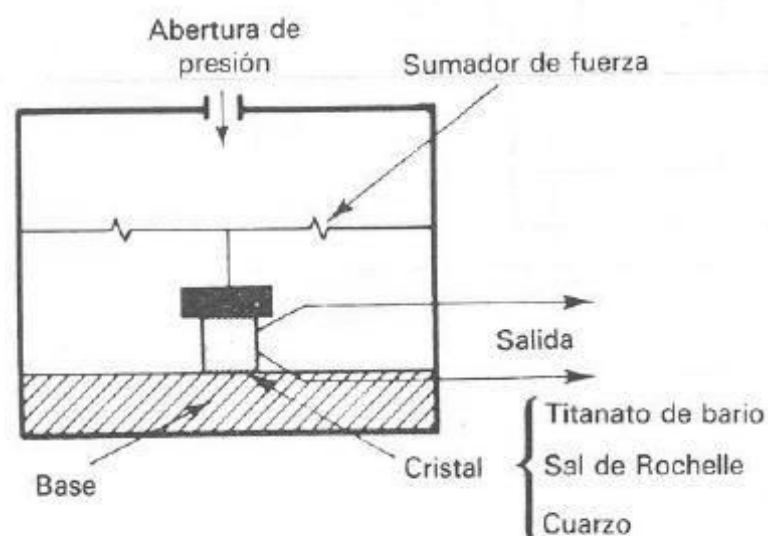


Figura 11-12. Elementos de un transductor piezoeléctrico.

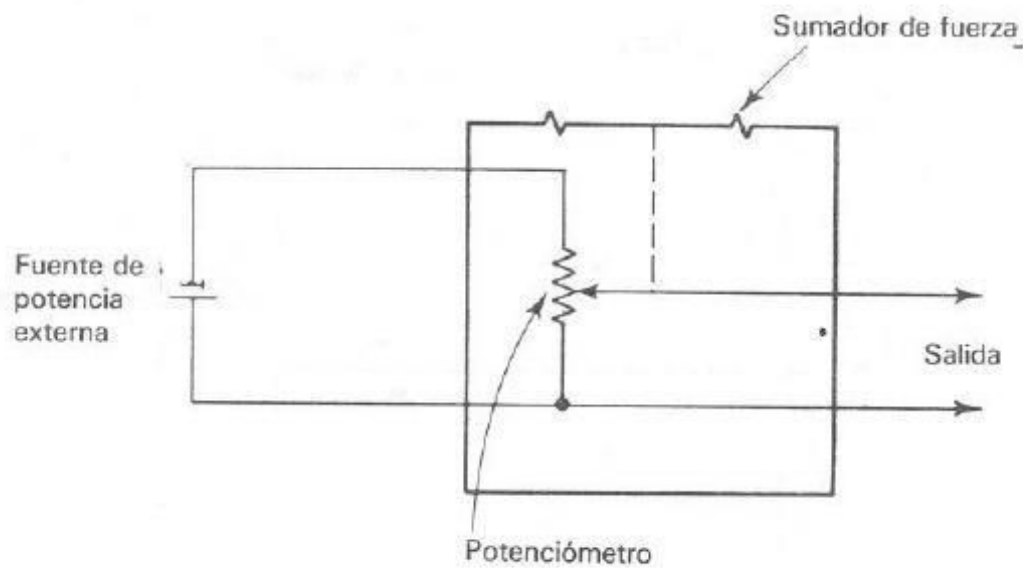


Figura 11-13. Principio de un transductor potenciométrico.

11-4.6 Transductor potenciómetro

Un transductor potenciómetro es un dispositivo electromecánico que contiene un elemento resistivo en contacto con un cursor móvil. El movimiento del cursor resulta en un cambio de resistencia que puede ser lineal, logarítmico, exponencial, etc., según la forma en la cual se devana el alambre de la resistencia. En algunos casos se usan depósitos de carbón, película de platino y otras técnicas para proporcionar el elemento resistivo. Los elementos básicos de un transductor potenciométrico se exponen en la figura 11-13.

El principio potenciométrico se usa ampliamente a pesar de sus muchas limitaciones. Su eficiencia eléctrica es muy alta y proporciona una salida suficiente que permite operaciones de control sin más amplificación. El dispositivo se puede excitar con ca o cd y, por tanto, sirve para una amplia gama de funciones. Debido a la fricción mecánica del cursor contra el elemento resistivo, su vida está limitada y puede presentar ruido cuando el elemento esté desgastado. Se requieren desplazamientos grandes para mover el cursor a lo largo de toda la superficie de trabajo del potenciómetro.

11-4.7 Transductor de velocidad

En esencia, el transductor de velocidad consiste en una bobina móvil suspendida en el campo magnético de un imán permanente (fig. 11-14). Se genera un voltaje por el movimiento de la bobina en el campo. La salida es proporcional a la velocidad de la bobina. Este tipo de detector se suele utilizar para medir velocidades desarrolladas en formas lineal, senoidal o aleatoria. El amortiguamiento se obtiene por medios eléctricos, lo que asegura una alta estabilidad en condiciones de temperatura variable.

11-5 MEDICIONES DE TEMPERATURA

11-5.1 Termómetros de resistencia

Los detectores resistencia-temperatura, o termómetros de resistencia, emplean un elemento sensible de alambre de platino, cobre o níquel extremadamente puro que pro-

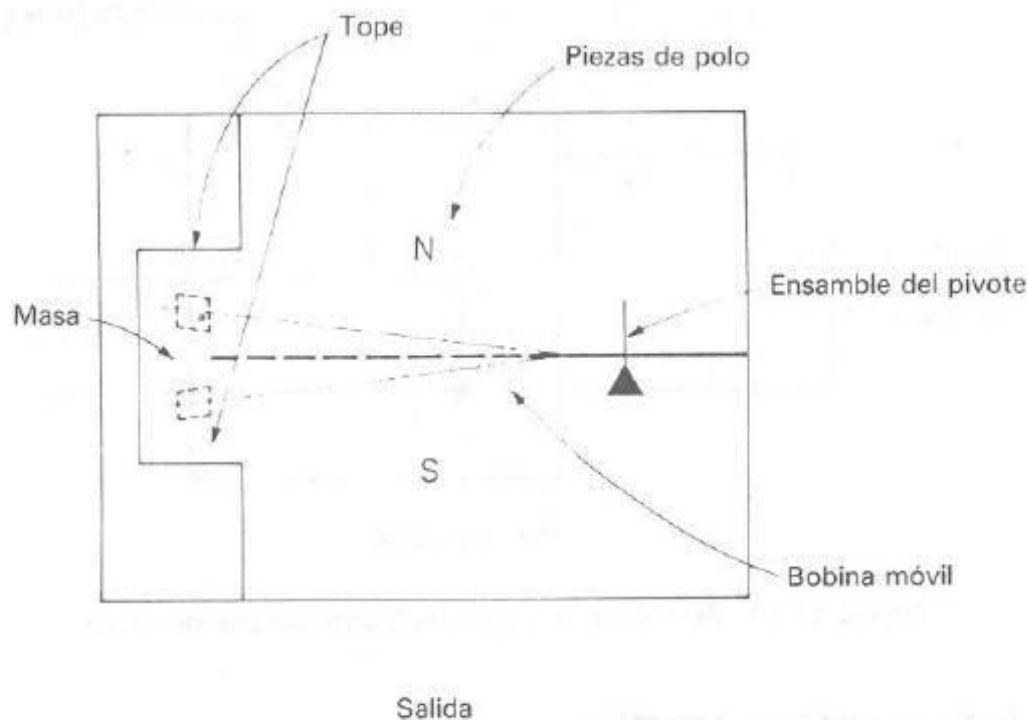


Figura 11-14. Elementos de un transductor de velocidad

porcionan un valor de resistencia definido para cada temperatura dentro de su rango. La relación entre temperatura y resistencia de conductores en el rango de temperatura cerca de 0°C se calcula a partir de la ecuación

$$R_t = R_{\text{ref}} (1 + \alpha \Delta t) \quad (11-11)$$

donde R_t = resistencia del conductor a la temperatura t ($^{\circ}\text{C}$)

R_{ref} = resistencia a la temperatura de referencia normalmente 0°C

α = coeficiente de temperatura de resistencia

Δt = diferencia entre la temperatura de referencia y la de operación

Casi todos los conductores metálicos tienen un coeficiente de temperatura de resistencia positiva, de manera que la resistencia se incrementa con el aumento de temperatura. Algunos materiales, como el carbón y el germanio, tienen coeficiente de temperatura de resistencia negativo; esto significa que la resistencia decrece con el incremento de la temperatura. Es conveniente un valor alto de α en un elemento sensor de temperatura de forma que ocurra un cambio sustancial en la resistencia para alteraciones relativamente pequeñas de temperatura. Este cambio de resistencia (ΔR) se puede medir con un puente de Wheatstone, el cual se calibra para indicar la temperatura que modifica la resistencia en lugar del cambio de resistencia misma.

La figura 11-15 muestra la variación de resistencia con la temperatura para varios materiales usados. La gráfica indica que la resistencia del platino y del cobre se incrementa casi linealmente con incrementos de temperatura, mientras que la característica para el níquel es definitivamente no lineal.

El elemento sensor de un termómetro de resistencia se elige de acuerdo con la aplicación deseada. El cuadro 11-2 resume las características de los tres materiales de resistencia más empleados. El alambre de platino se usa en la mayoría de trabajos

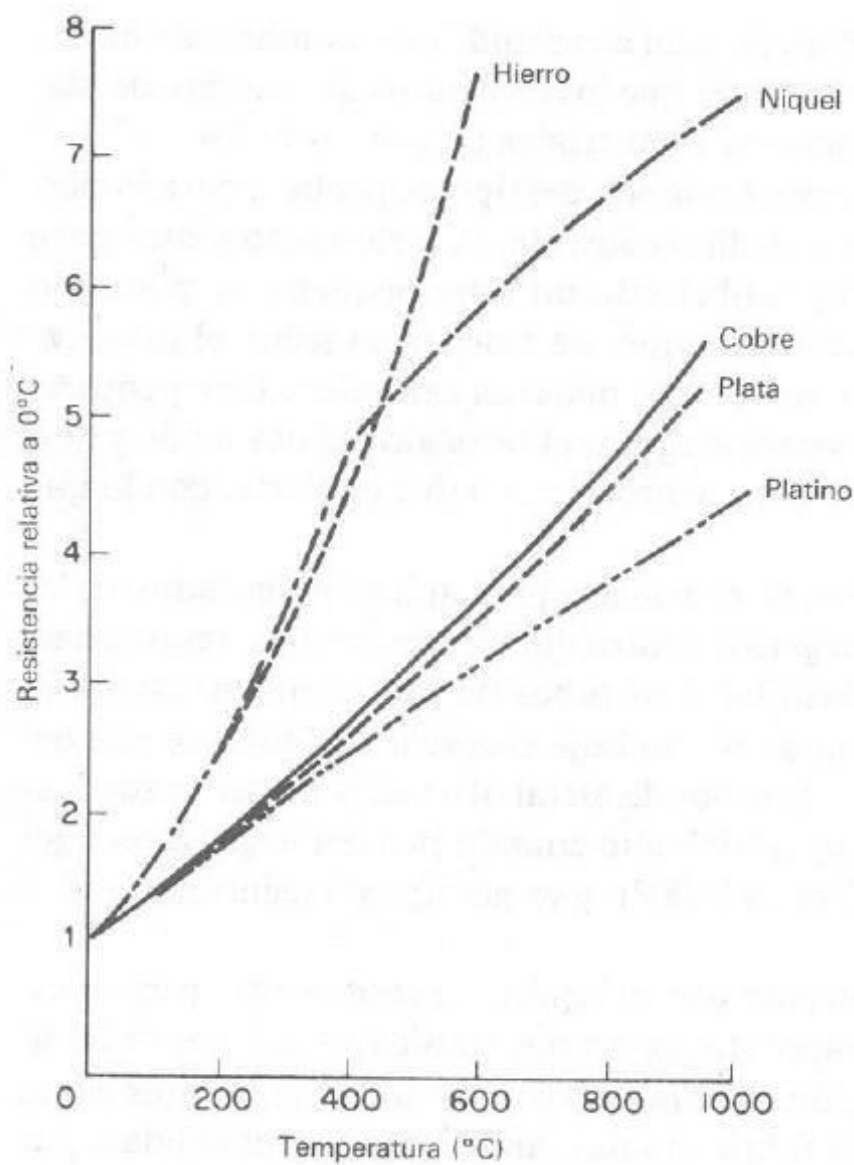


Figura 11-15. Resistencia relativa (R_t/R_{ref}) contra temperatura para algunos metales puros.

CUADRO 11-2. Elementos de los termómetros de resistencia

Tipo	Rango de temperatura	Exactitud	Ventajas	Desventajas
Platino	-300°F a +1 500°F	$\pm 1^\circ\text{F}$	Bajo costo Alta sensibilidad Amplio rango de operación	Respuesta relativamente lenta de tiempo (15 s) No tan lineal como los termómetros de cobre
Cobre	-325°F a +250°F	$\pm 0.5^\circ\text{F}$	Alta linealidad Alta exactitud en el rango de temperatura ambiente Alta estabilidad	Rango de temperatura limitado (a 250°F)
Níquel	+32°F a +150°F	$\pm 0.5^\circ\text{F}$	Larga vida Alta sensibilidad Alto coeficiente de temperatura	No más lineal que el cobre Rango de temperatura limitado (a 150°F)

de laboratorio y en mediciones industriales de gran exactitud. Los alambres de níquel y cobre son menos costosos y fáciles de fabricar que los elementos de alambre de platino, y a menudo son usados en aplicaciones industriales de rangos bajos.

Por lo general los termómetros de resistencia son del tipo de probeta para inmersión en el medio cuya temperatura se va a medir o controlar. Un elemento sensor para un termómetro tipo probeta se construye cubriendo un tubo pequeño de platino o plata con material cerámico, devanando el alambre de resistencia sobre el tubo cubierto y cubriendo el devanado final de nuevo con material cerámico. Este pequeño ensamble se somete a altas temperaturas para asegurar el recocido del devanado y después se coloca en la punta de la probeta. Esta se protege con una cubierta, con lo que se tiene el elemento sensor completo.

Prácticamente todos los termómetros de resistencia para aplicaciones industriales se montan en un tubo o pozo para protegerlos contra daños mecánicos y resguardarlos de la contaminación y una falla eventual. Los tubos de protección se usan a la presión atmosférica; cuando están equipados con buje enroscado al tubo se pueden exponer a bajas y medianas presiones. Los tubos de metal ofrecen protección adecuada al elemento sensor a temperaturas de 2100°F aun cuando pueden llegar a ser ligeramente porosos a temperaturas superiores a 1500°F y ya no ofrecen seguridad contra la contaminación.

Los pozos de protección se diseñan para uso en líquidos o gases a altas presiones, como tuberías, plantas de potencia de vapor, tanques presurizados, estaciones de bombeo, etc. El uso de un pozo de protección es imperativo a presiones superiores a tres atmósferas. Los pozos de protección se fabrican taladrando unas barras sólidas, por lo general de acero al carbón o acero inoxidable, y el elemento sensor se monta dentro. Una caja de unión a prueba de agua que permita el acoplamiento de los conductores se una en la parte alta de la vasija o tubo (fig. 11-16).

Un circuito puente típico con termómetro de resistencia R_t en la posición desconocida se ilustra en la figura 11-17. El interruptor de función conecta tres resistencias

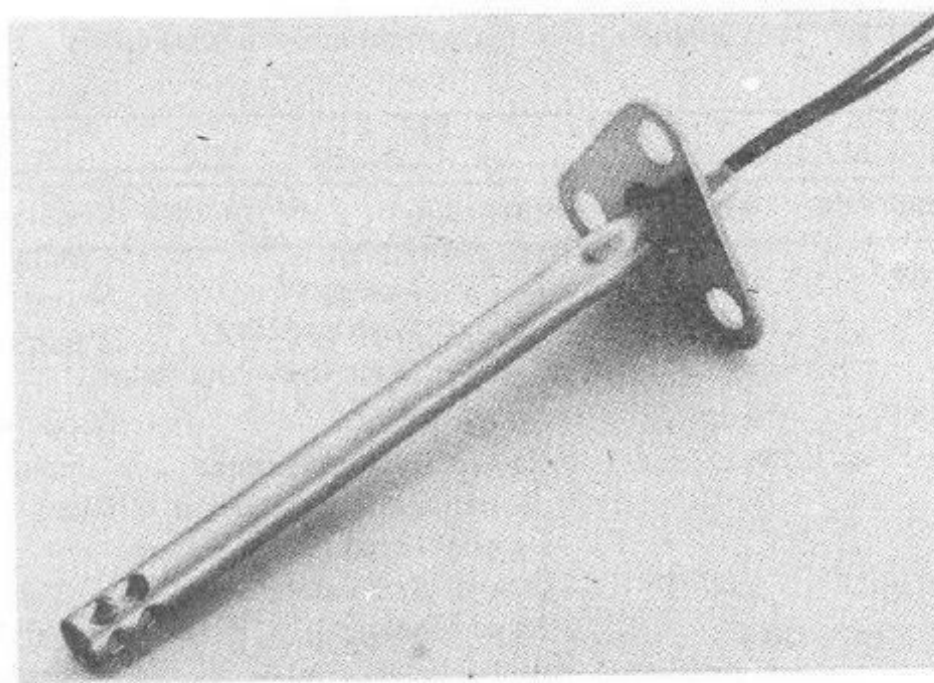


Figura 11-16a). Cubierta del termistor para mediciones de temperatura de aire/gas. (Cortesía de Fenwal Electronics.)

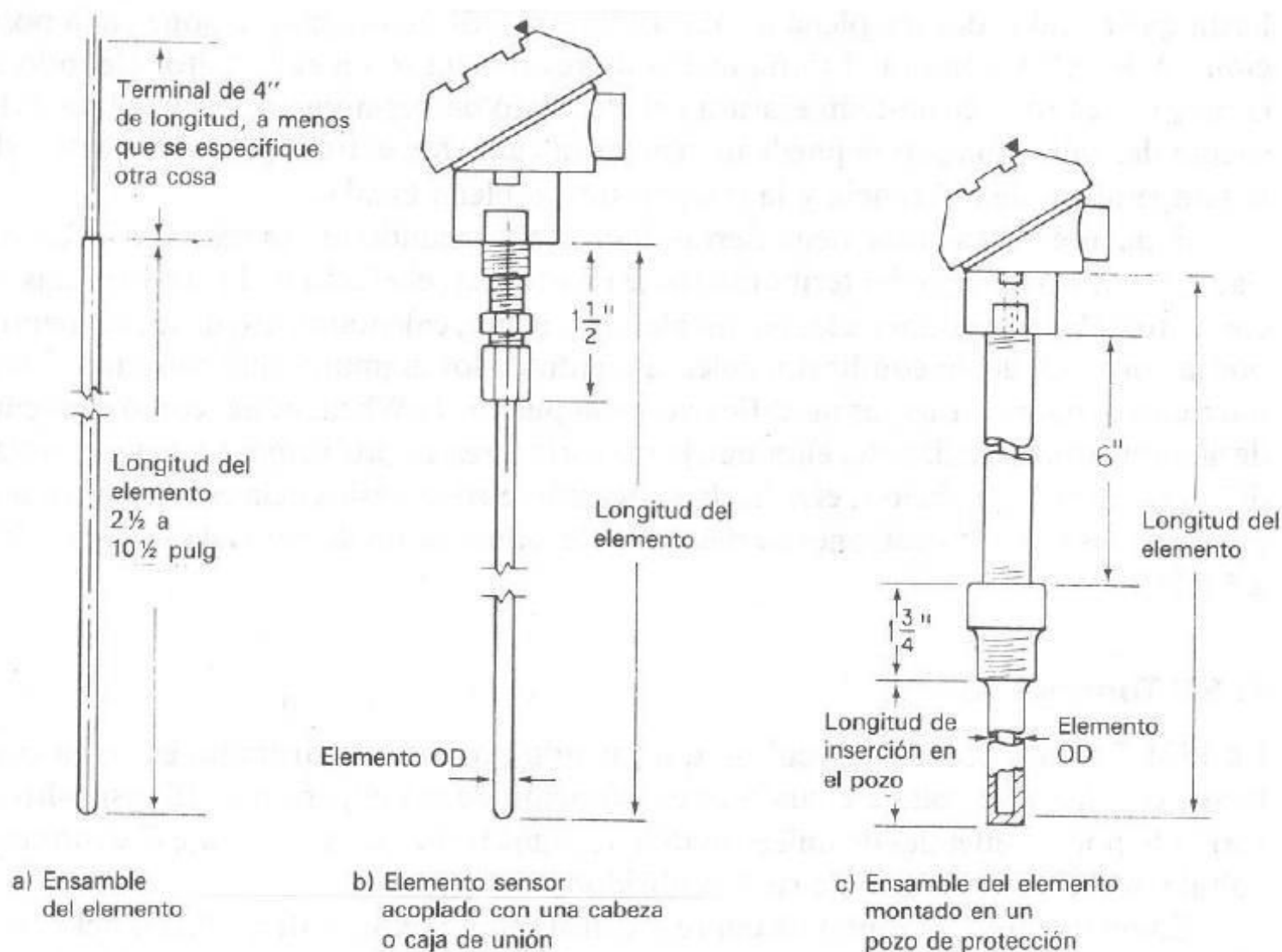


Figura 11-16b). Termómetros de resistencia.

diferentes en el circuito. R_{ref} es una resistencia fija cuyo valor es igual a la del elemento del termómetro a la temperatura de referencia (por ejemplo 0°C). Con el interruptor de función en la posición "REF", el resistor de ajuste a cero se varía hasta que el indicador del puente lea cero. R_{fs} es otra resistencia fija igual al elemento del termómetro para lecturas a plena escala del indicador de corriente. Con el interruptor de función en la posición "FS", la resistencia de ajuste a plena escala se modifica

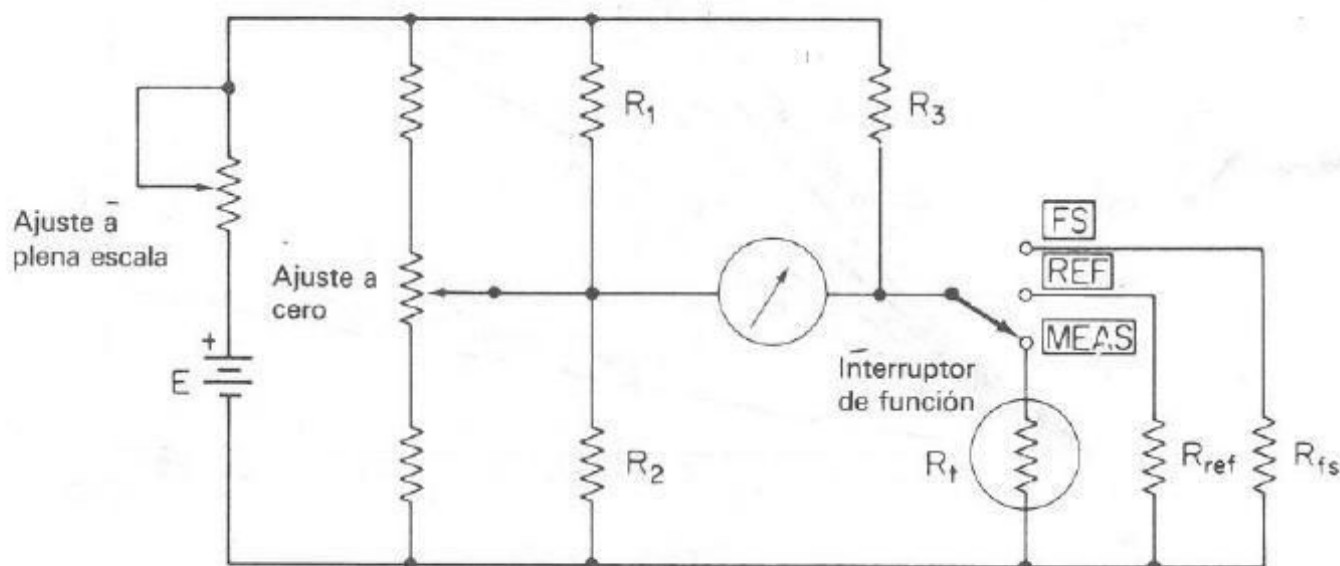


Figura 11-17. Circuito puente con un termómetro de resistencia como uno de los elementos del puente.

hasta que el indicador lea plena escala. El interruptor de función se pone en la posición "MEAS" y conecta el termómetro de resistencia R_t en el circuito. Cuando la característica resistencia-temperatura del elemento del termómetro es lineal, la indicación del galvanómetro se puede interpolar linealmente entre el juego de valores de la temperatura de referencia y la temperatura a plena escala.

El puente Wheatstone tiene ciertas desventajas cuando se usa para medir las variaciones de resistencia del termómetro de resistencia; el efecto de las resistencias de contacto de las conexiones a las terminales del puente, calentamiento de los elementos por la corriente de desequilibrio, calentamiento de los alambres que conectan el termómetro al puente. Ligeras modificaciones al puente de Wheatstone, como el puente de alambre doble deslizante, eliminan la mayoría de estos problemas. A pesar de estas dificultades en la medición, el método de termómetro de resistencia es tan exacto que es uno de los métodos patrones de medición de temperatura dentro del rango de -183 a 630°C .

11-5.2 Termopares

En 1821 Thomas Seebeck descubrió que cuando dos metales disímiles están en contacto, se genera un voltaje cuando éste es función de la temperatura. El dispositivo, formado por dos metales disímiles unidos, se llama termopar y el voltaje se denomina voltaje Seebeck, en honor de su descubridor.

Como ejemplo, la unión de cobre y Constantan (véase la descripción del Constantan en la sección 11-3.2) produce un voltaje de unas cuantas decenas de milivolt (fig. 11-18) con el potencial positivo en el lado del cobre. El incremento de temperatura aumenta el voltaje.

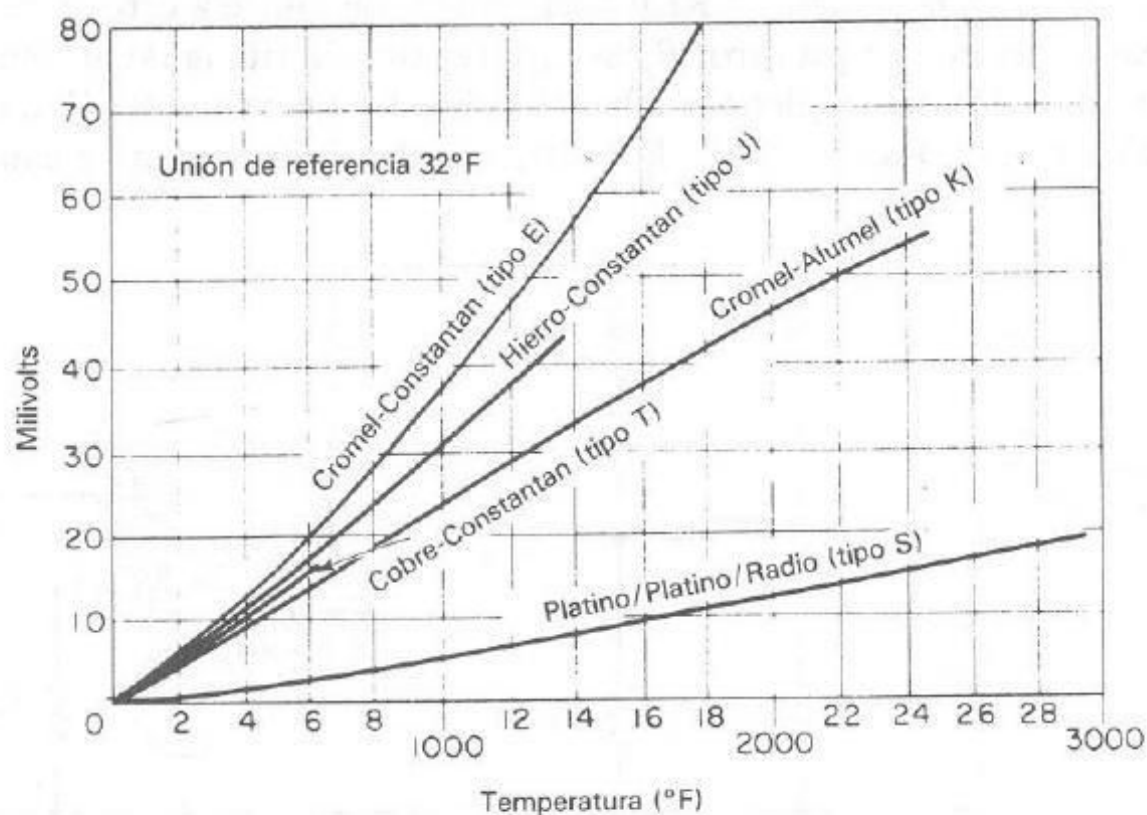


Figura 11-18. Voltaje de salida de un termopar como una función de la temperatura para varios materiales de termopar.

Existen varios métodos para unir dos metales disímiles. Uno es fundirlos juntos. Esto produce una unión frágil y si no se protege de los esfuerzos, este tipo de termopar se puede fracturar y romper. Durante el proceso de fundición los gases del mismo se pueden difundir en el metal y modificar la característica de la termopar. Otro método para unir dos metales distintos es soldar los alambres juntos. Esto tiene la desventaja de introducir un tercer metal diferente. Por fortuna, si ambos lados del termopar están a la misma temperatura, el voltaje Seebeck debido a la acción del termopar entre los dos metales del termopar y el metal para soldar tendrá voltajes iguales y opuestos, y el efecto se cancela. Una desventaja más importante es que el dispositivo es un transductor útil para mediciones a altas temperaturas. En muchos casos las temperaturas por medirse son más altas que el punto de fusión del material de la soldadura y el termopar se separa.

Parece simple medir el voltaje Seebeck y crear un termómetro electrónico. Para hacer esto, los alambres se pueden conectar como se muestra en la figura 11-19 con el fin de realizar la medición. Esta conexión causa un problema de medición, como se muestra en la figura.

Considérese que el medidor tiene alambres de cobre como se muestra. En este caso, donde dos alambres de cobre están en contacto más adelante, no hay problema; pero donde el cobre está en contacto con otro metal, como el alambre de Constantan del termopar, los dos metales crean otro termopar, el cual genera su propio voltaje Seebeck.

Para este ejemplo, los alambres de conexión usados fueron de cobre y el termopar era de cobre y Constantan; pero la composición de los alambres no es importante, ya que cualquier combinación producirá estos termopares parásitos con los problemas de voltajes de Seebeck adicionales. Es inevitable que haya cuando menos dos uniones de termopar en el sistema. Para evitarlo, es necesario conocer y mantener constante la temperatura de una de las uniones. Por tanto, existe un voltaje fijo en la medición del sistema. Se acostumbraba colocar esta unión en una mezcla de hielo y agua, estabilizando la temperatura a 0°C (fig. 11-20). Técnicas más modernas utilizan uniones de referencia electrónicas que no necesariamente están a 0°C . Esta unión se llama unión de referencia o fría debido a que esta unión se llevaba a cabo en un baño de hielo.

El método clásico para medir voltajes de termopares fue con un potenciómetro. Este era un dispositivo mecánico que ya no se usa. Se utilizan dispositivos electrónicos para medir voltajes de termopares y convertir el voltaje Seebeck a temperatura y compensar por la unión de referencia.

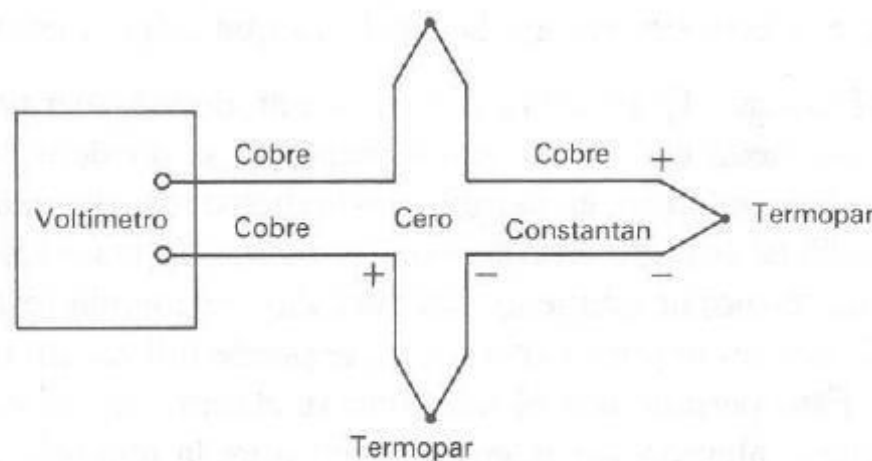


Figura 11-19. Efectos del termopar (termocople) parásito adicional.

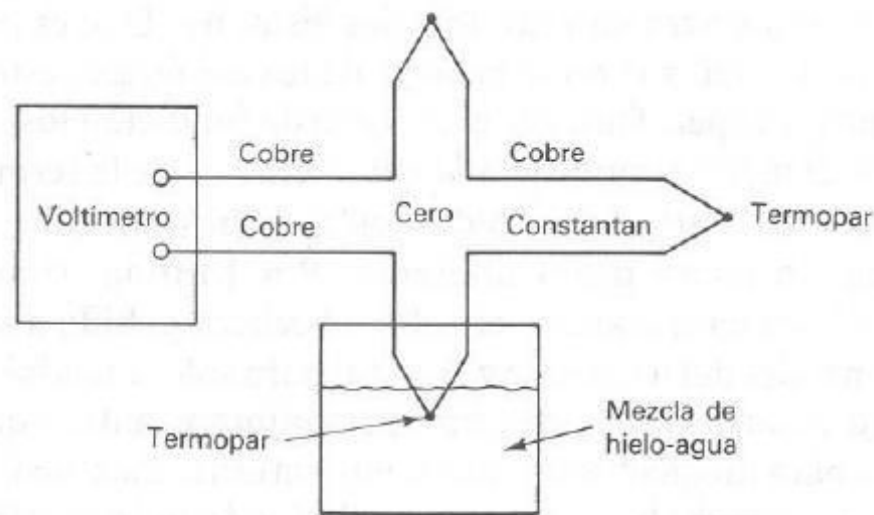


Figura 11-20. Aplicaciones de una unión de referencia.

11-5.3 Fuentes de error en los termopares

Unión abierta Hay muchas fuentes de error de una unión abierta y algunas ya se expusieron. En términos generales, el error introducido por una unión abierta es de tal magnitud que se localiza fácil. Esta se identifica mediante la simple medición de la resistencia del termopar.

Descalibración Este error es una falla potencialmente grave, ya que puede ocasionar más errores sutiles que pueden escapar a su detección. La descalibración se debe a las alteraciones de las características del alambre del termopar, con lo que el voltaje Seebeck cambia. Puede deberse al someter el alambre a temperaturas demasiado altas, difusión de partículas atmosféricas dentro del alambre o por trabajarlo en frío. El último efecto pudo ser causado por tensión del alambre al jalarlo por un conducto largo.

Degradación de aislamiento. El termopar a menudo se usa a temperaturas muy altas. En algunos casos el aislamiento se puede romper causando una resistencia de fuga significativa con el consecuente error en la medición del voltaje Seebeck. Además, los elementos químicos en el aislamiento se pueden difundir en el alambre del termopar y ocasionar descalibración.

Acción galvánica Los elementos químicos que entraron en contacto con el alambre del termopar pueden causar acción galvánica. El voltaje resultante puede ser tanto como 100 veces más el efecto del voltaje Seebeck, lo que origina errores extremos.

Conducción térmica El alambre del termopar desvía energía calorífica de la fuente por medir. Para medir cuerpos de masa pequeña, se puede utilizar un termopar de diámetro pequeño. Sin embargo, el alambre de diámetro más pequeño es más sensible a los efectos descritos. Si no se logra un compromiso razonable entre los efectos de degradación del alambre de termopar pequeño, las pérdidas de energía térmica con el error de temperatura resultante no se puede encontrar, se puede utilizar un alambre de extensión en el termopar. Esto permite que el termopar se elabore con alambre de diámetro pequeño; mientras que el alambre de extensión que cubre la mayoría de la distancia de conexión es de diámetro mucho mayor y no es susceptible a los efectos de degradación.

11-5.4 Características de los termistores

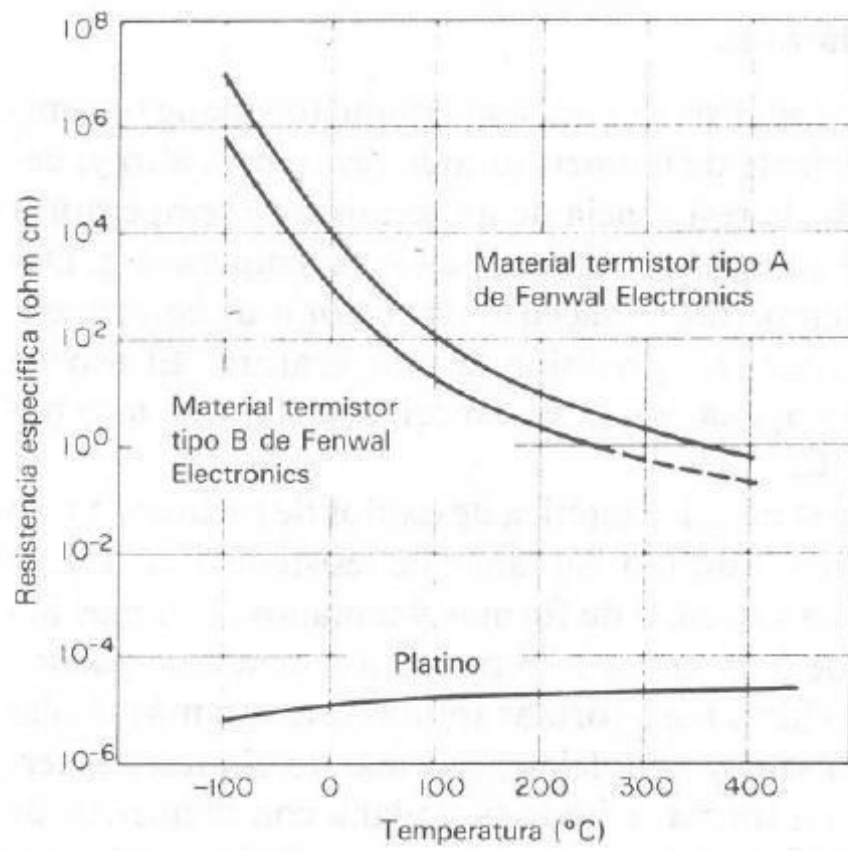
Los termistores, o *resistores térmicos*, son dispositivos semiconductores que se comportan como resistencias con un coeficiente de temperatura de resistencia alto y, generalmente negativo. En algunos casos, la resistencia de un termistor a temperatura ambiente puede disminuir hasta un 6% por cada 1°C que se eleve la temperatura. Dada esta alta sensibilidad al cambio de temperatura hacen al termistor muy conveniente para *mediciones, control y compensar* con precisión la temperatura. El uso de termistores está muy difundido en tales aplicaciones, en especial en el rango más bajo de temperatura de -100°C a 300°C .

Los termistores se componen de una mezcla sintética de óxidos de metales, como manganeso, níquel, cobalto, cobre, hierro y uranio. Su rango de resistencia va de 0.5Ω a 75Ω y están disponibles en una amplia variedad de formas y tamaños. Los más pequeños son cuentas con un diámetro de 0.15 mm a 1.25 mm. Las cuentas se pueden colocar dentro de una barra sólida de vidrio para formar sondas que son más fáciles de montar que las cuentas. Se hacen discos y arandelas presionando el material termistor en condiciones de alta presión en formas cilíndrica y plana con diámetros de 2.5 mm a 25 mm. Las arandelas se pueden apilar y conectar en serie o paralelo con el fin de incrementar la disipación de potencia.

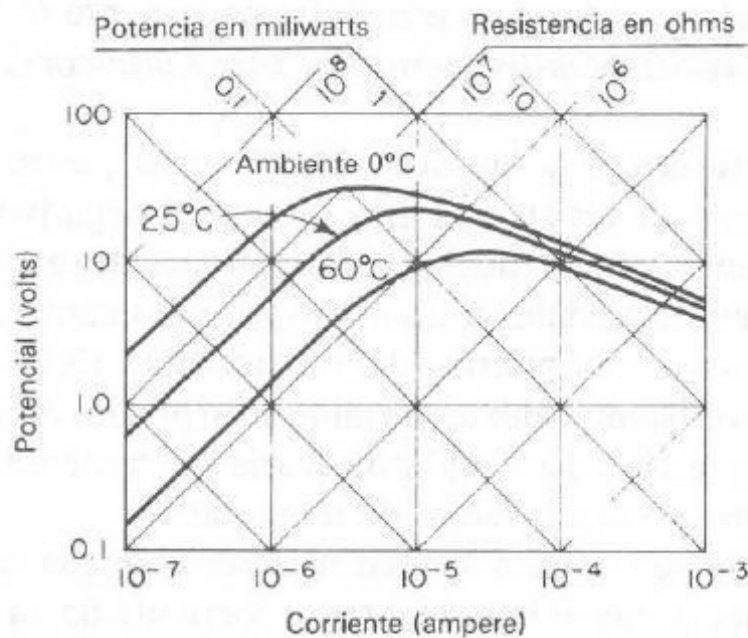
Tres características importantes del termistor lo hacen extremadamente útil en aplicaciones de medición y control: a) *resistencia-temperatura*, b) *voltaje-corriente* y c) *corriente-tiempo* (fig. 11-21).

La característica resistencia-temperatura de la figura 11-21a muestra que un termistor tiene un coeficiente de temperatura de resistencia muy elevado y negativo, lo cual lo convierte en un *transductor de temperatura* ideal. Las variaciones de resistencia contra temperatura de dos materiales industriales se comparan con las características del platino (muy utilizado en los termómetros de resistencia). Entre las temperaturas de -100°C y $+400^{\circ}\text{C}$, la resistencia del material termistor tipo A cambia de 10^7 a 1 ohm-cm, mientras que la resistencia del platino varía únicamente por un factor de aproximadamente 10 sobre el mismo rango de temperatura.

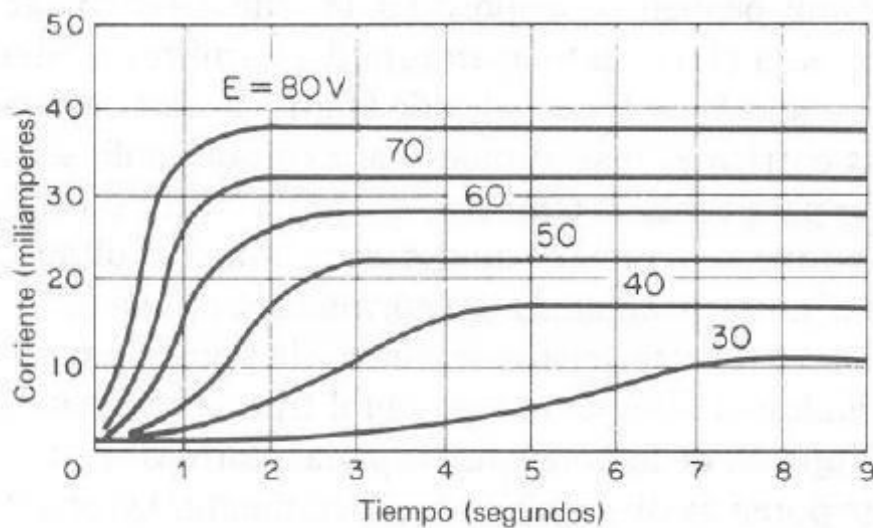
En la característica voltaje-corriente de la figura 11-21b se observa que la caída de voltaje a través de un termistor aumenta con el incremento de corriente hasta que alcanza un valor pico, más allá del cual la caída de voltaje decrece con el incremento de corriente. En esta parte de la curva, el termistor presenta una característica de *resistencia negativa*. Si se aplica un voltaje muy pequeño al dispositivo, la pequeña corriente resultante no produce suficiente calor para elevar la temperatura del termistor arriba de la temperatura ambiente. En esta condición se sigue la ley de Ohm y la corriente es proporcional al voltaje aplicado. Las corrientes más grandes para voltajes aplicados más grandes, producen suficiente calor para elevar la temperatura del termistor por encima de la temperatura ambiente y entonces su resistencia decrece. Como resultado, se toma más corriente y la resistencia disminuye aún más. La corriente continúa incrementándose hasta que la disipación de calor del termistor se iguala a la potencia suministrada a él. Por consiguiente, en cualquier condición ambiental fija, la resistencia de un termistor es mayormente una función de la potencia disipada dentro de él mismo, siempre y cuando haya suficiente potencia disponible para incrementar la temperatura por encima de la temperatura ambiente. En tales condiciones de operación,



a) Característica resistencia-temperatura



b) Característica voltaje-corriente



c) Característica corriente-tiempo

Figura 11-21. Curvas características de un termistor. (Cortesía de Fenwal Electronics, Inc.)

la temperatura del termistor se puede elevar de 100°C a 200°C, y su resistencia puede bajar a un milésimo de su valor a baja corriente.

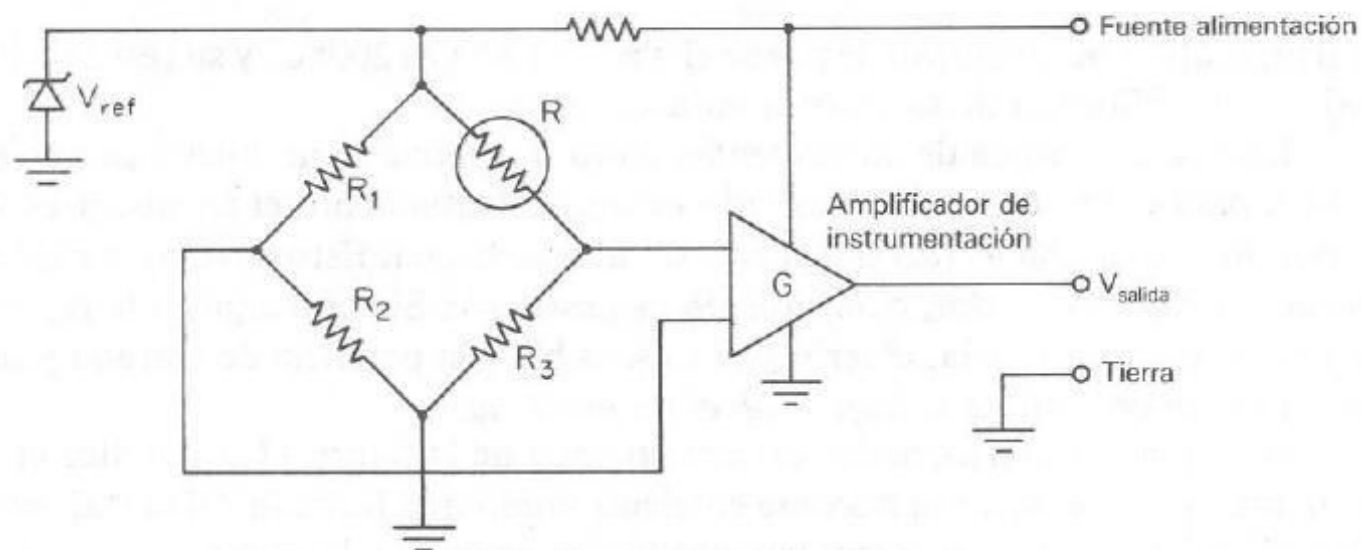
Esta característica de *autocalentamiento* proporciona un nuevo campo de aplicación para el termistor. En el estado de autocalentamiento el termistor es sensible a todo lo que cambie la *razón* a la cual el calor se disipa. Esto sirve para medir *flujo, presión, nivel de líquidos, composición de gases, etc.* Sin embargo, si la razón de eliminación de calor es fija, el termistor es sensible a la potencia de entrada y se puede usar para el control de *voltaje o nivel de potencia*.

La curva característica de corriente-tiempo de la figura 11-21c indica el retardo de tiempo para alcanzar la máxima corriente como una función del voltaje aplicado. Cuando el efecto de autocalentamiento que se acaba de describir ocurre en una red con termistor, se requiere cierto tiempo finito para que el termistor se caliente y la corriente alcance el máximo valor de estado estable. Este tiempo, aunque se fija para un conjunto dado de parámetros del circuito puede variar fácilmente cambiando el voltaje aplicado o la resistencia en serie del circuito. Este efecto de tiempo-corriente proporciona un medio simple y exacto de lograr retardos de tiempo de milisegundos a varios minutos.

11-5.5 Interface de transductores resistivos a circuitos electrónicos

Quizá el principal problema con los transductores resistivos, los cuales incluyen galgas extensiométricas y sensores de temperatura, es que para la mayoría de los rangos de operación, la cantidad de cambios de resistencia es muy pequeño. Como ejemplo, considérese la medición de corriente a través de un transductor resistivo como un RTD. Se utiliza un medidor simple en el panel como indicador para proporcionar una lectura remota de temperatura. El cambio de indicación del medidor es muy pequeño para cambios de temperatura pequeños. Como ejemplo, el cambio de resistencia de un termómetro de resistencia de platino es de 0.385% por grado Celsius. En este caso, un cambio de 1 grado en la temperatura produce un cambio de 0.385% en la indicación del medidor, lo cual es difícilmente visible. Una solución a este problema es conectar el transductor de resistencia a un circuito puente (fig. 11-22). Los circuitos puente, como se analizaron en el capítulo 5, no tienen un gran uso en mediciones de resistencia y muy rara vez se utilizan en la configuración de potenciómetro para mediciones de voltaje de precisión. Sin embargo, a menudo se emplean como interface para transductores de tipo resistivo, como se expone en este capítulo. Primero, el punto de voltaje de salida cero se fija por un punto conveniente como 0 grados Celsius o 0 grados Fahrenheit en lugar de un cero absoluto, que sería la situación para la medición de la corriente del transductor. El ajuste del punto de salida cero se logra ajustando los valores de R_1 , R_2 y R_3 para proporcionar el equilibrio del puente a la temperatura deseada. El cambio del voltaje de salida en la figura 11-22 se da como

$$E_o = \frac{GV_{\text{ref}} \left(\frac{\Delta R}{R} \right)}{4 \left(1 + \frac{\Delta R}{2R} \right)} \quad (11-12)$$



$$V_{\text{salida}} = \frac{GV_{\text{ref}} \left(\frac{\Delta R}{R} \right)}{4 \left(1 + \frac{\Delta R}{R} \right)}$$

Figura 11-22. Termistores representativos

El voltaje de salida no es una función lineal del cambio en la resistencia debido al término ΔR en el denominador de la ecuación (11-12).

Esto se puede mejorar con una fuente de corriente constante para el puente, como se expone en la figura 11-23. La ecuación para el voltaje de salida como función de la resistencia es

$$E_o = \frac{GV_{\text{ref}} \Delta R}{R_s 4 \left(1 + \frac{\Delta R}{4R} \right)} \quad (11-13)$$

Hay una mejora en la linealidad del voltaje de salida, como función del cambio en la resistencia, dado que el término ΔR en el denominador se divide entre un factor de $4R$ en lugar de $2R$ como en la ecuación (11-12), los efectos del término ΔR en el denominador se reducen.

Si el cambio en la resistencia es pequeño, lo cual ocurre a menudo con un dispositivo con resistencia térmica, el error por falta de linealidad es pequeño. Se puede lograr una linealidad absoluta con dos transductores como se muestra en la figura 11-24. El voltaje de salida como una función de R es

$$E_o = \frac{GV_{\text{ref}}}{2R_s} \Delta R \quad (11-14)$$

Esta técnica requiere dos transductores acoplados en el medio ambiente por medir. La mayoría de los transductores resistivos no tiene partes costosas y obtener dos transductores acoplados como parte común no es difícil.

A menudo, cuando un transductor se conecta a un sistema digital, se puede emplear un microprocesador para “linearizar” el voltaje de salida del puente.

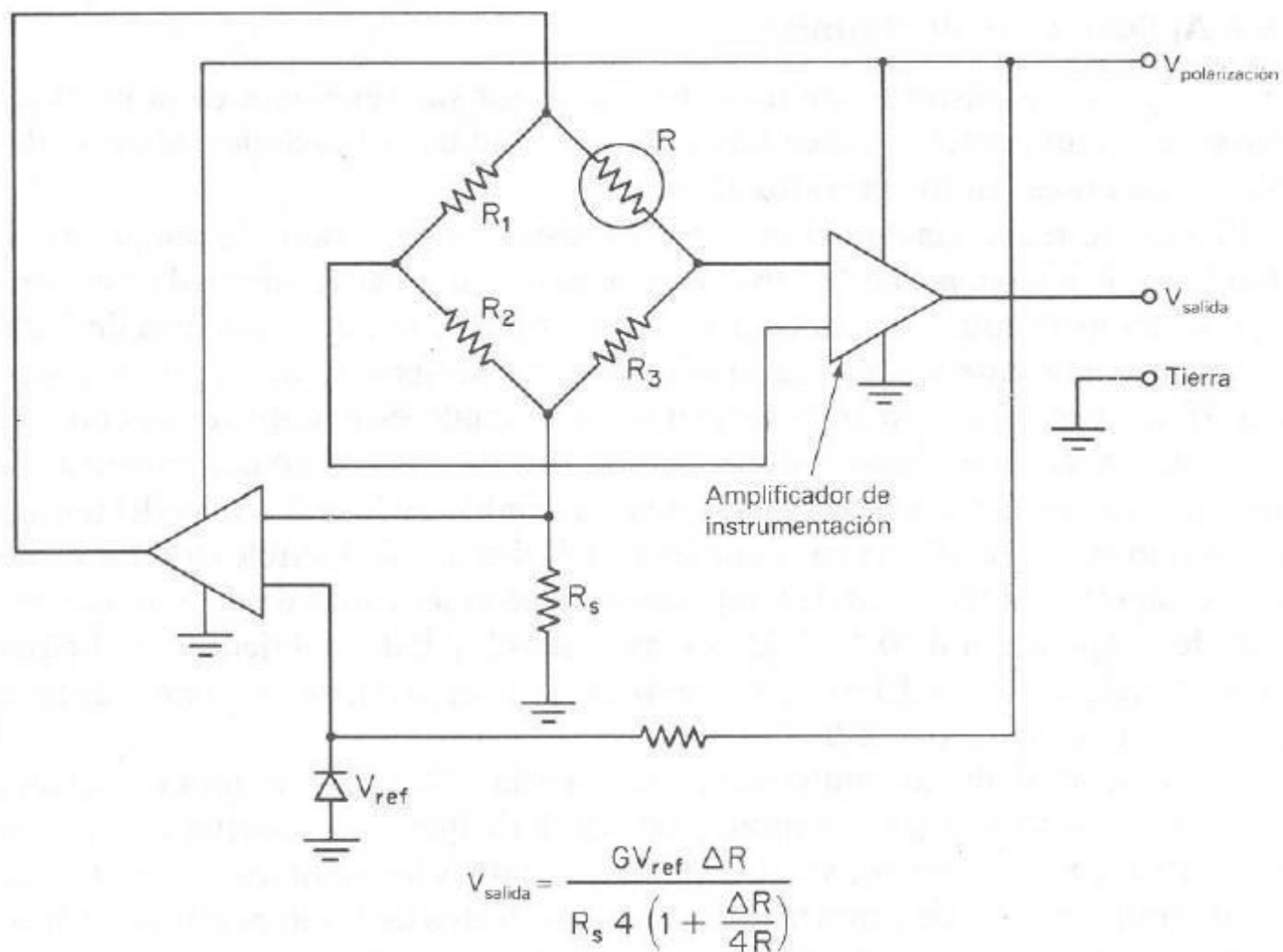


Figura 11-23. Puente de Wheatstone alimentado con una fuente de corriente constante

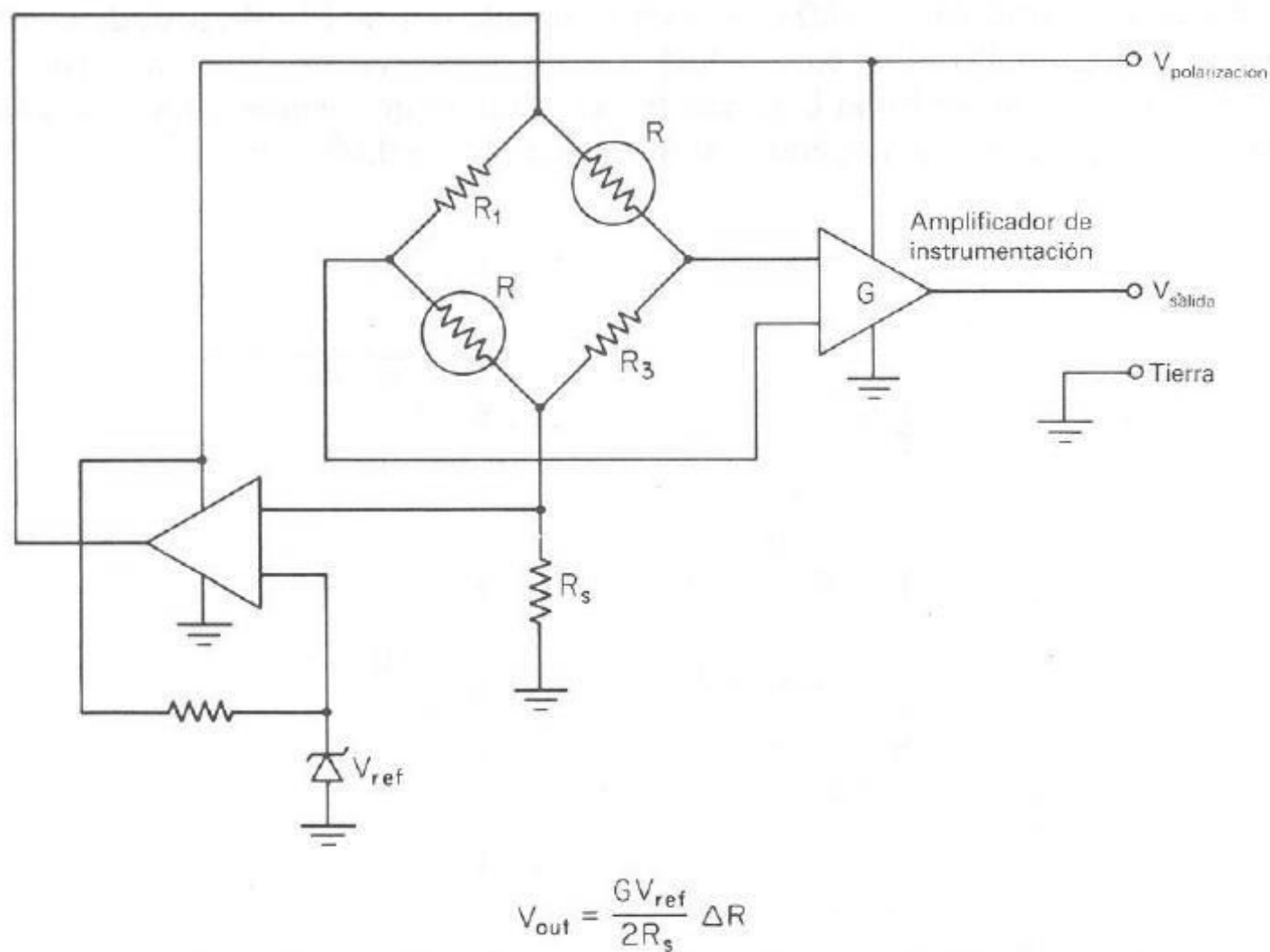


Figura 11-24. Puente de Wheatstone con dos RTD.

11-5.6 Aplicaciones del termistor

Aun cuando los termistores son más conocidos por sus funciones en la medición y control de la temperatura, tienen una gran variedad de aplicaciones, algunas de las cuales se describen en los párrafos siguientes.

El cambio relativamente grande en la resistencia por grado de temperatura en el termistor (llamado *sensibilidad*) lo convierte en una alternativa adecuada como transductor de temperatura. Un termistor industrial típico con una resistencia de $2\,000\,\Omega$ a 25°C y un coeficiente de temperatura de $2.9\%/^\circ\text{C}$ presentará un cambio de resistencia de $78\,\Omega/^\circ\text{C}$ por cambio en la temperatura. Cuando este termistor se conecta en un circuito en serie simple consistente de una batería y un microamperímetro, cualquier variación en la temperatura ocasiona un cambio en la resistencia del termistor y un cambio correspondiente en la corriente del circuito. Es factible calibrar el medidor directamente en términos de temperatura, puede ser capaz de discriminar variaciones de temperatura de 0.1°C . Una mayor sensibilidad se obtiene con el circuito puente de la figura 11-25. El termistor de $4\text{-k}\Omega$ fácilmente indica un cambio de temperatura tan pequeño como de 0.005°C .

Esta alta sensibilidad, junto con la resistencia relativamente alta del termistor que se puede seleccionar (por ejemplo, $100\text{ k}\Omega$), hace que el dispositivo sea ideal para mediciones o control *remoto*, ya que son despreciables los cambios de resistencia en líneas de transmisión o de contacto debidos a los efectos de la temperatura ambiente.

Un circuito de *control de temperatura* simple se construye reemplazando el microamperímetro del circuito puente de la figura 11-25 con un relevador. Esto se indica en el circuito de control de temperatura con el termistor típico de la figura 11-26, donde se conecta un termistor de $4\text{-k}\Omega$ a un puente excitado por ca. El voltaje de desequilibrio pasa a un amplificador cuya salida maneja un relevador. Los contactos del relevador sirven para controlar la corriente en el circuito que genera calor. Estos circuitos de control se pueden operar con una precisión de 0.0001°F .

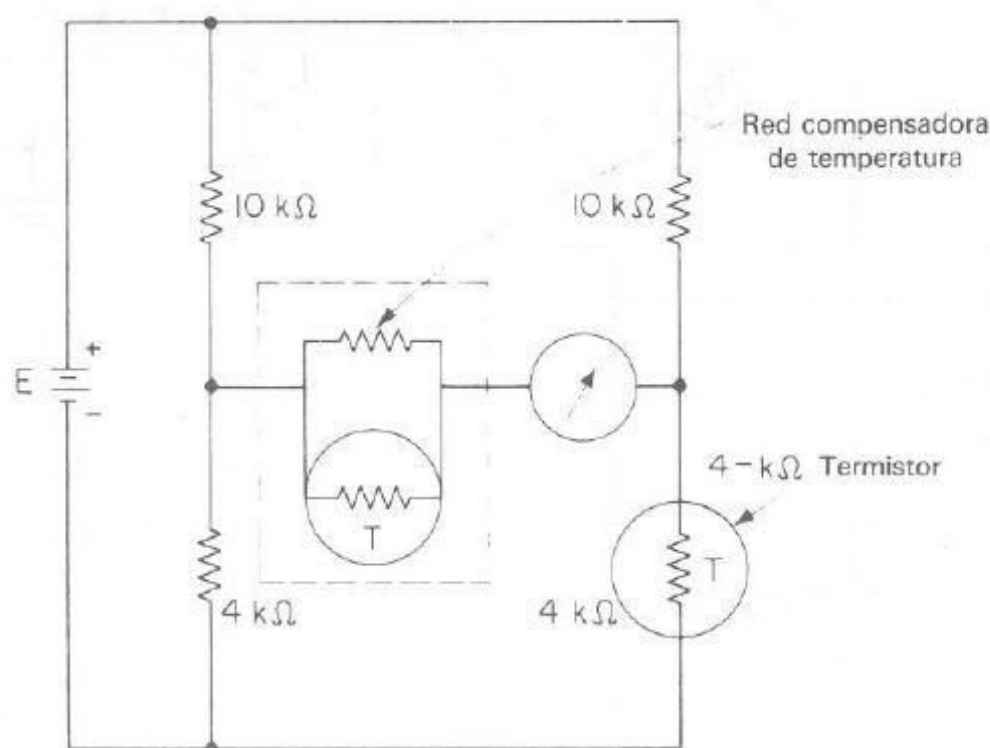


Figura 11-25. Medición de temperatura con el termistor en un circuito puente con compensación para mejorar la sensibilidad.

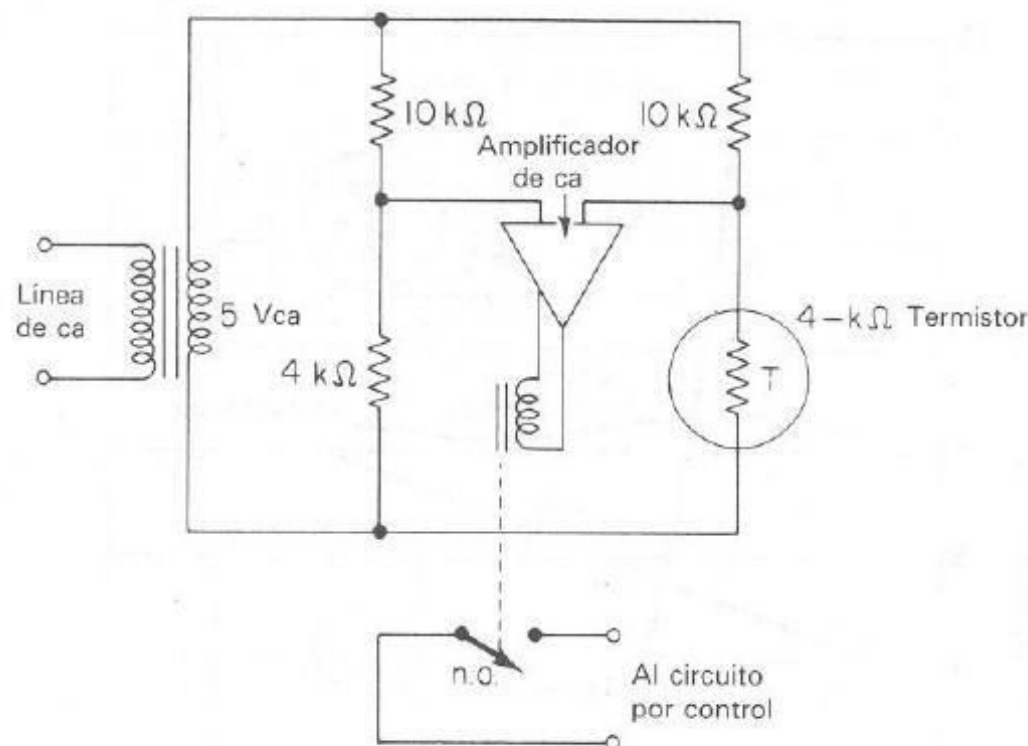


Figura 11-26. Circuito de control de temperatura con termistor.

Los sistemas de control con termistor son sensibles, estables, de acción rápida y requieren una circuitería relativamente simple. La salida de voltaje del circuito puente con termistor estándar a 25°C es aproximadamente $18\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ con un termistor de $4\,000\Omega$ en la configuración de la figura 11-25.

Puesto que los termistores tienen un coeficiente de temperatura de resistencia negativa opuesto al coeficiente positivo de la mayoría de los conductores eléctricos y semiconductores, se emplean ampliamente para *compensar* los efectos de la temperatura tanto en componentes como en la operación de circuitos. Los termistores tipo *disco* se suelen usar cuando la temperatura máxima no excede los 125°C . Un termistor bien seleccionado y montado junto o cerca de un elemento del circuito, como la bobina de cobre del medidor, que experimente los mismos cambios de temperatura ambiente, se puede conectar de modo que la resistencia total del circuito sea constante en un amplio rango de temperatura. Esto se presenta en las curvas de la figura 11-27, lo cual ilustra el efecto de una *red de compensación*.

El compensador consiste de un termistor colocado en paralelo con un resistor. El coeficiente de temperatura negativa de esta combinación es igual al coeficiente positivo de la bobina de cobre del medidor. La resistencia de la bobina de $5\,000\Omega$ a 25°C varía desde $4\,500\Omega$ a 0°C hasta $5\,700\Omega$ a 60°C , que representa un cambio de cerca de $\pm 12\%$. Con una sola red de compensación con termistor, esta variación se reduce alrededor de $\pm 15\Omega$ o $\pm 1/4\%$. Con redes de compensación dobles o triples, las variaciones se pueden reducir aún más.

En una *medición de conductividad térmica*, se conectan dos termistores en brazos adyacentes de un puente Wheatstone (fig. 11-28). El voltaje suministrado al puente es lo suficientemente alto para elevar los termistores arriba de la temperatura ambiente, por lo general cerca de 150°C . Un termistor se monta en un área para proporcionar compensación de la temperatura, mientras que otro se coloca en el medio que se quiere medir. Cualquier cambio en la conductividad térmica de este medio altera la razón a la cual se disipa calor del termistor sensor, cambiando su temperatura.

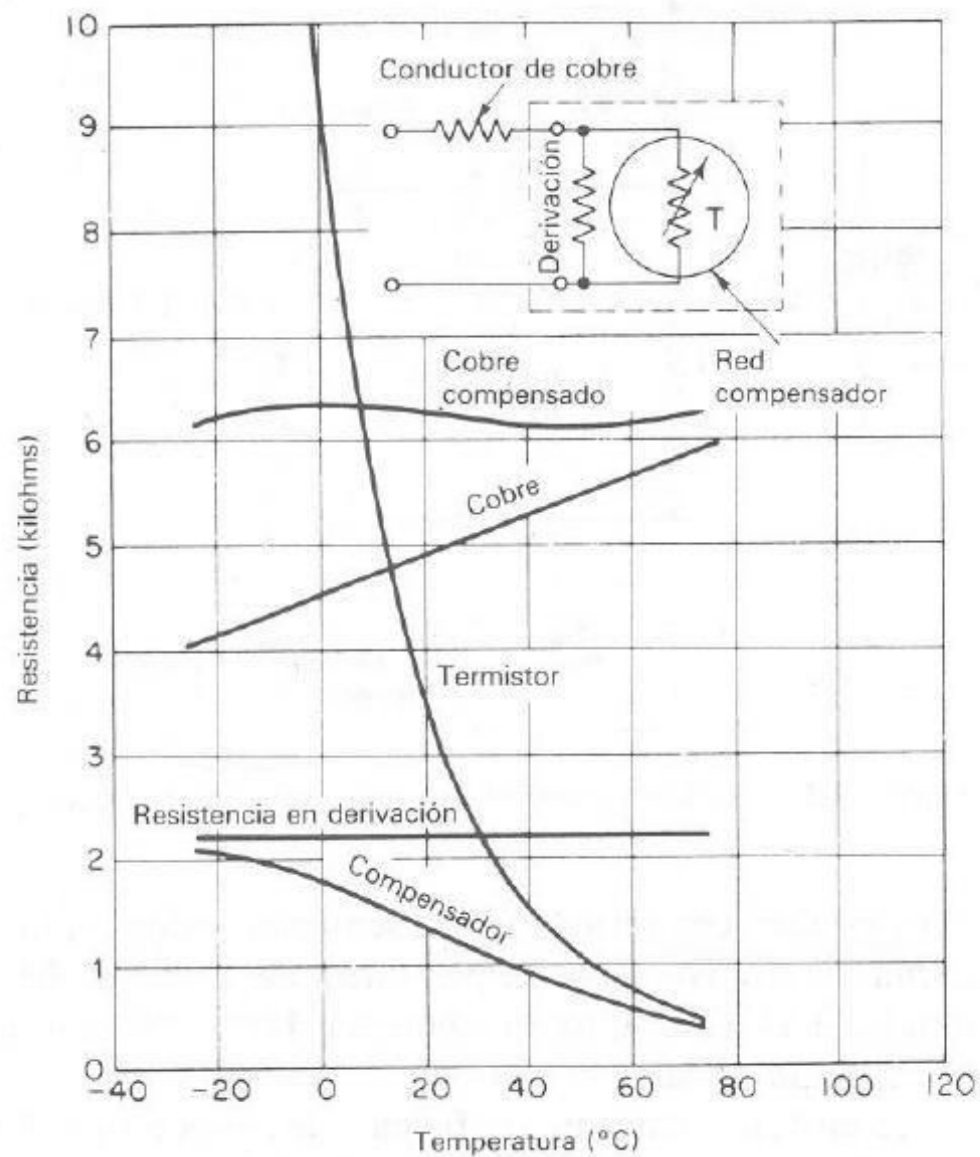


Figura 11-27. Compensación de temperatura de un conductor de cobre por medio de una red con termistor

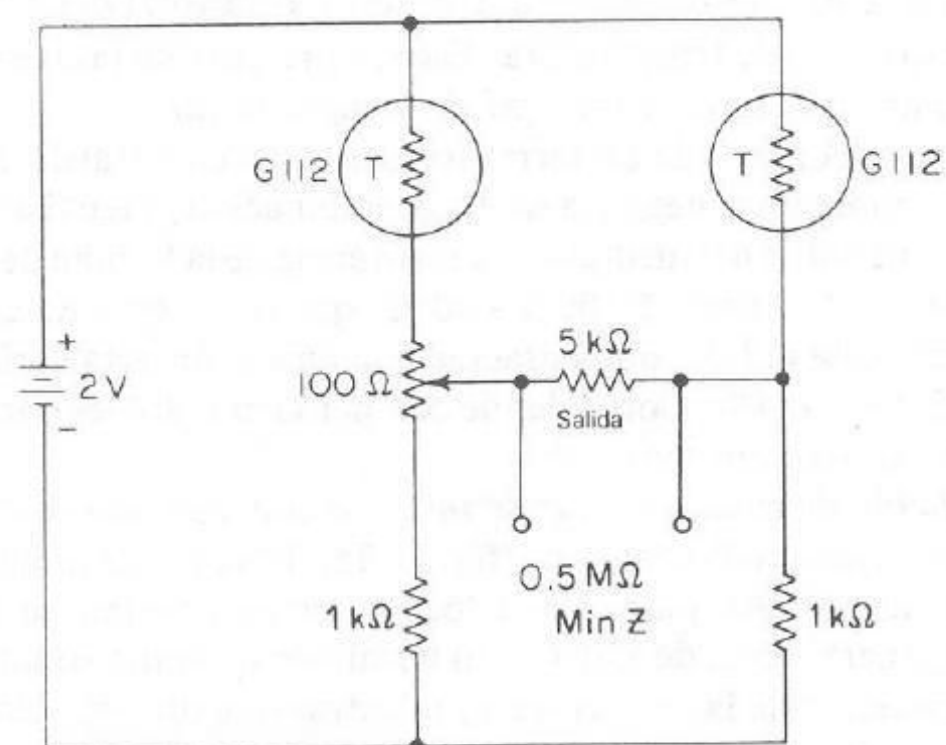


Figura 11-28. Medición de conductividad térmica.

Esto resulta en un desequilibrio en el puente, el cual se puede calibrar en las unidades apropiadas.

En otra aplicación, dos termistores se colocan en cavidades separadas dentro de un bloque de bronce. Con aire en ambas cavidades, el puente está equilibrado. Cuando el aire en una cavidad se reemplaza por dióxido de carbono puro, el cual tiene una conductividad más baja que el aire, el puente se desequilibra puesto que el termistor se calienta y su resistencia baja. Esta cantidad de equilibrio representa el 100% de CO_2 en el analizador; 50% de CO_2 da la mitad de la lectura en el medidor y el instrumento se calibra con una escala lineal para leer el porcentaje de CO_2 en el aire. Una calibración similar es con cualquier otra mezcla de dos gases.

Si el mismo puente utiliza un termistor dentro de una cavidad en un bloque de bronce y otro termistor montado en una pequeña tubería, dicho puente se puede usar como un *medidor de flujo*. Cuando no hay aire fluyendo por la tubería, el puente puede estar en equilibrio. Si fluye aire a través de la tubería, el termistor se enfría y su resistencia se incrementa, lo cual desequilibra el puente. La cantidad de enfriamiento es proporcional a la razón de flujo del aire y el medidor se calibra en términos del flujo en la tubería. Tales instrumentos se pueden fabricar para medir razones de flujo tan bajas como 0.001 cm^3 por minuto.

11-6 DISPOSITIVOS FOTOSENSIBLES

Los elementos fotosensibles son herramientas versátiles para detectar energía radiante a luz. Exceden la sensibilidad del ojo humano para todos los colores del espectro y operan aun en las regiones ultravioleta e infrarroja.

El dispositivo fotosensible ha encontrado uso práctico en muchas aplicaciones de ingeniería. Esta sección trata los siguientes dispositivos y sus aplicaciones:

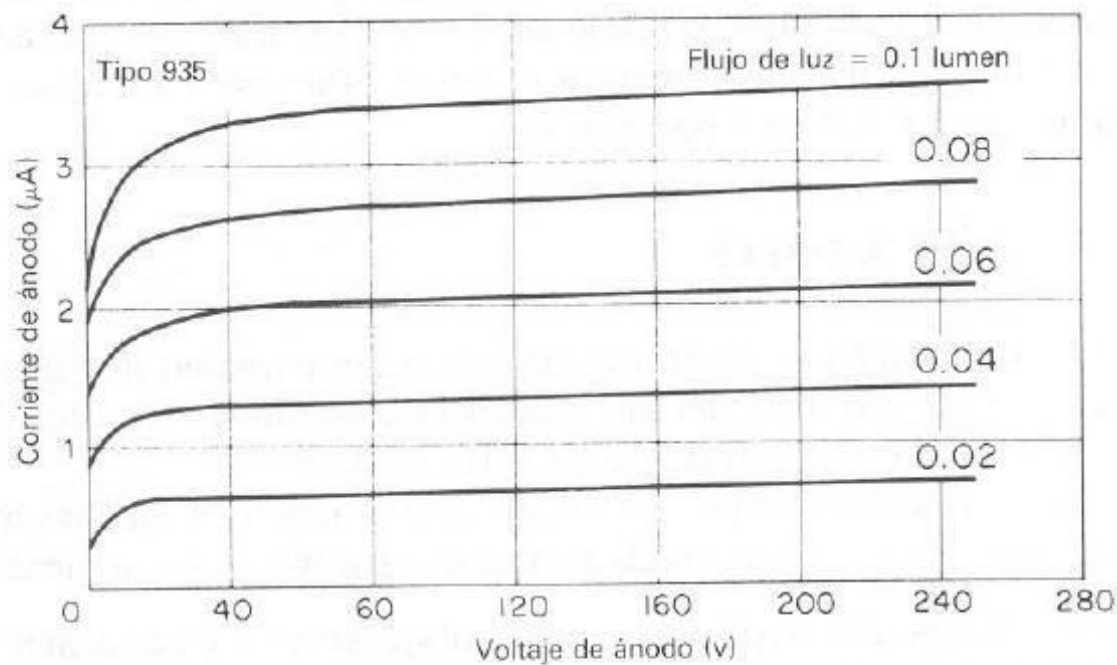
- a) *Fototubos de tipo al vacío*, usado más ventajosamente en aplicaciones que requieren la observación de pulsos de luz de corta duración, o luz modulada a frecuencias relativamente altas.
- b) *Fototubos de tipo gas*, se emplean en la industria cinematográfica como sensores del sonido en la cinta.
- c) *Fototubos multiplicadores*, con amplia capacidad de amplificación, se usan en mediciones fotoeléctricas y dispositivos de control, así como en contadores de centelleo.
- d) *Celdas fotoconductoras*, también conocidas como *fotorresistores* o *resistores dependientes de luz*, encuentran un amplio uso en aplicaciones de control en la industria y en los laboratorios.
- e) *Celdas fotovoltaicas*, son disponibles de unión de semiconductores utilizados para convertir energía radiante en potencia eléctrica. Un fino ejemplo es la *celda solar* que se usa en ingeniería espacial.

11-6.1 Fototubo al vacío

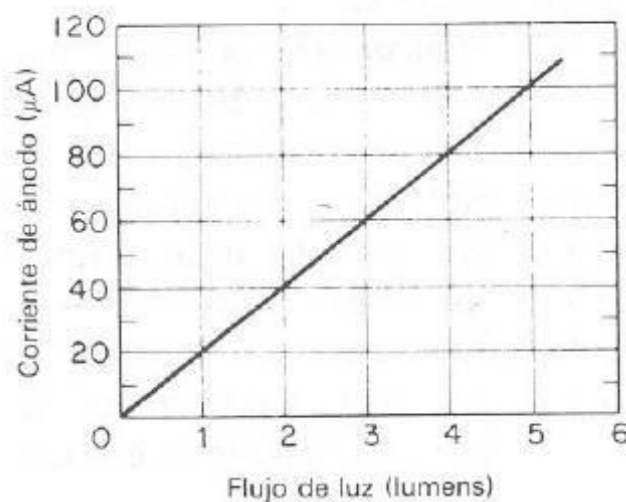
El fotocátodo emite electrones cuando lo estimula la energía radiante incidente. El fotocátodo más importante que se utiliza en fototubos al vacío es la superficie de cesio-

antimonio, el cual se caracteriza por alta sensibilidad en el espectro visible. El tipo de vidrio empleado en la cubierta de vidrio determina principalmente la sensibilidad del dispositivo a otras longitudes de onda. Normalmente el vidrio corta la radiación transmitida en la región ultravioleta.

Las características de voltaje-corriente se muestran en la figura 11-29a. Cuando se aplica suficiente voltaje entre el fotocátodo y el ánodo, la corriente colectada casi depende por completo de la cantidad de luz incidente. Los fototubos al vacío se caracterizan por una respuesta de fotocorriente lineal sobre un amplio rango, de tal forma que estos tubos se usan con frecuencia como patrones en las mediciones de comparación de luz. La figura 11-29b muestra la relación lineal corriente-luz.



a) Características típicas de ánodo



b) Corriente de salida en función de la intensidad de luz

Figura 11-29. Características de un fototubo al vacío.

11-6.2 Fototubo lleno de gas

El fototubo lleno de gas tiene la misma construcción general que el fototubo al vacío, salvo que la cubierta contiene gas inerte (normalmente argón) a muy baja presión. Los electrones se emiten desde el cátodo por la acción fotoeléctrica y son acelerados a través del gas por el voltaje aplicado al ánodo. Si la energía de los electrones excede el potencial de ionización del gas (15.7 V para el argón), la colisión de un electrón con una molécula de gas puede resultar en ionización, esto es, la creación de un ion positivo y un segundo electrón. A medida que el voltaje se incrementa por arriba del potencial de ionización, la corriente colectada por el ánodo aumenta debido al mayor número de colisiones entre fotoelectrones y las moléculas de gas. Si el voltaje del ánodo se eleva a un valor aún más alto, la corriente puede ser incontrolable; todas las moléculas del gas se ionizan y entonces el tubo exhibe una descarga resplandeciente. Esto se debe evitar ya que pueden ocurrir daños permanentes en el fototubo. Las características de corriente-voltaje para varios niveles de luz se dan en la figura 11-30.

11-6.3 Fototubos multiplicadores

Para detectar niveles muy bajos de luz, es necesaria una amplificación especial de la fotocorriente en la mayoría de las aplicaciones. El fototubo multiplicador, o fotomultiplicador, utiliza una emisión secundaria para proporcionar una amplificación de corriente en un factor de ion y entonces se convierte en un detector muy útil para niveles de luz muy bajos.

En un fotomultiplicador los electrones emitidos por el fotocátodo se dirigen electrostáticamente hacia una superficie de emisión secundaria, llamada *dínodo*. Cuando

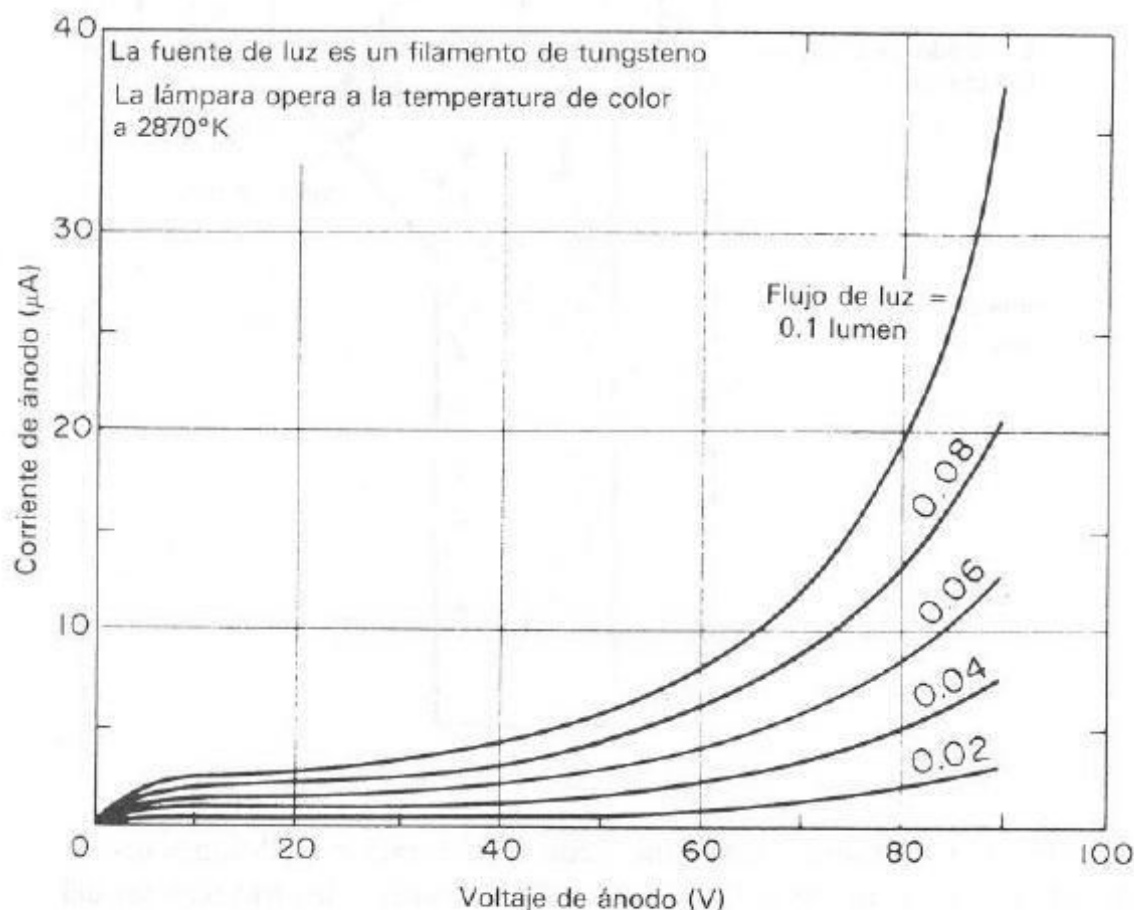


Figura 11-30. Características de salida de un fototubo llenado con gas.

se aplica un voltaje de operación apropiado al dínodo, se emiten de tres a seis electrones secundarios por cada electrón primario que golpea el dínodo. Estos electrones secundarios son enfocados hacia un segundo dínodo, donde se repite el proceso, por consiguiente, la emisión original del fotocátodo se *multiplica* muchas veces.

La figura 11-31 ilustra un fotomultiplicador con 10 dínodos. El último dínodo (10) tiene a continuación el ánodo que colecta los electrones y sirve como el electrodo de la señal de salida en la mayoría de las aplicaciones.

El fotomultiplicador lineal de la figura 11-32 (también conocido como tubo de Matheson) tiene un diseño especial de estructura de jaula enfocada a un área efectiva grande para la colección de fotoelectrones en el primer dínodo. El tubo Matheson cuenta con un cátodo curvo y anillos para el enfoque electrostático de los fotoelectrones. Esta construcción entraña una colección de fotoelectrones muy efectiva y también tiempos transitorios muy cortos (respuesta a alta frecuencia).

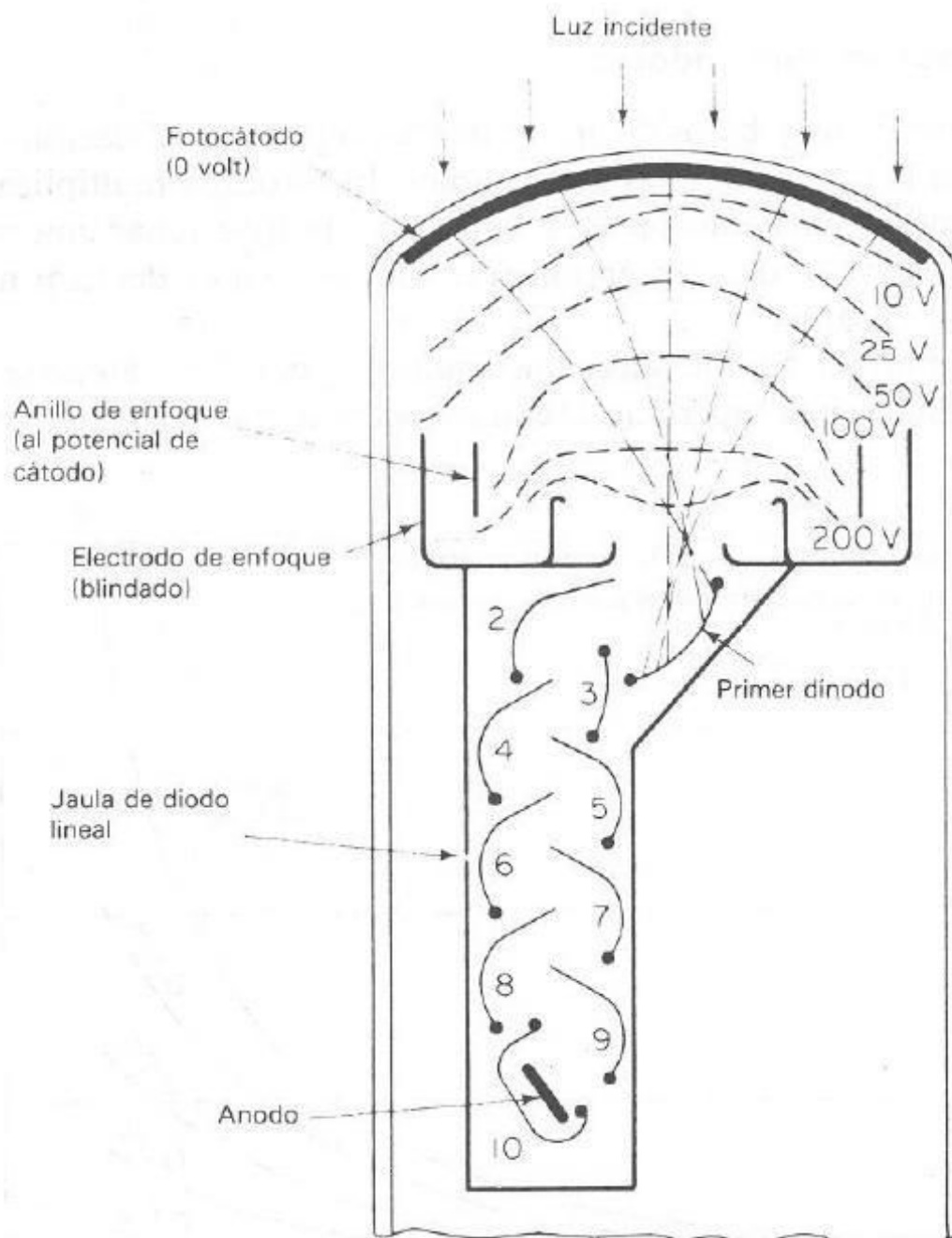


Figura 11-31. Fotomultiplicador lineal con configuración de Matheson en el extremo frontal; se muestran las líneas equipotenciales y las trayectorias del electrón que alimentan la jaula del diodo lineal. (Cortesía de Radio Corporation of America.)

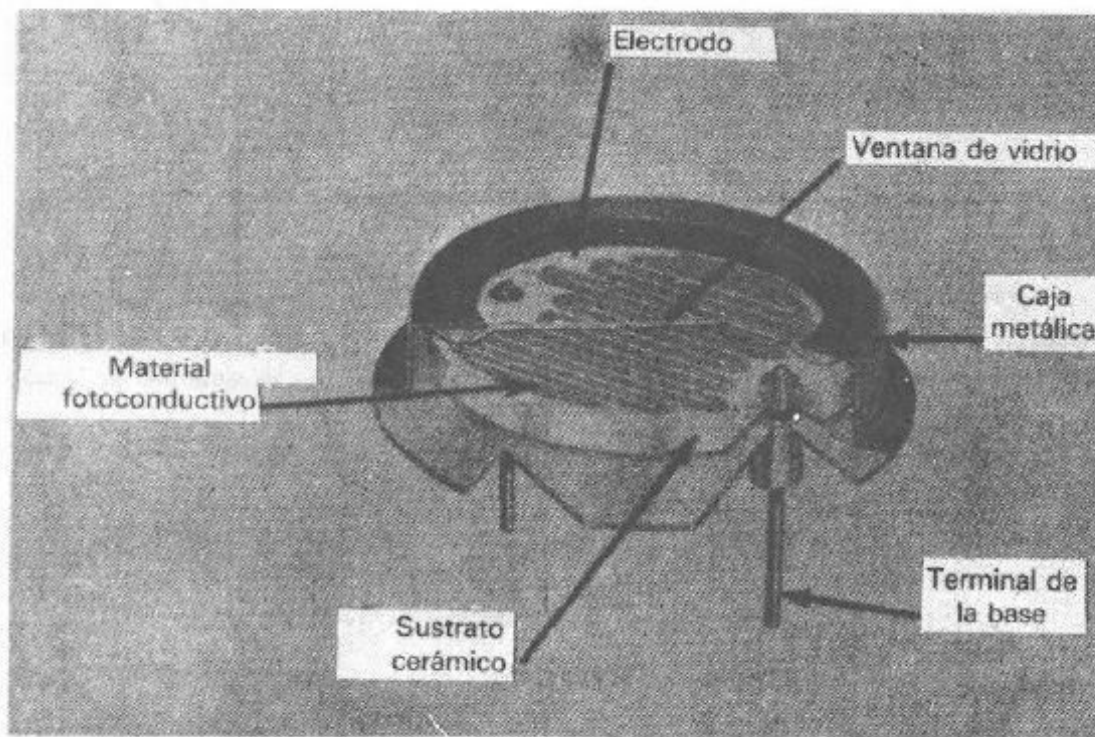


Figura 11-32. Vista del corte de una celda fotoconductiva. (Cortesía de Radio Corporation of America)

La ganancia del fotomultiplicador depende del número de dínodos y de las propiedades del material del dínodo. Para un tubo de diez dínodos típico (fig. 11-32), la ganancia es de 10^6 con un voltaje aplicado de 100 V por etapa (se necesita una fuente de poder de 1 000-V en este caso). La respuesta espectral se controla con el material del cual estén hechos cátodo y dínodos. La salida del multiplicador es lineal, similar a la salida del fototubo al vacío.

Los campos magnéticos afectan la ganancia del fotomultiplicador porque algunos electrones se desvían de su trayectoria normal entre las etapas y, por consiguiente, nunca alcanzan un dínodo ni el ánodo. En aplicaciones de conteo por centelleo este efecto llega a resultar perturbador, y por ello a menudo se coloca un blindaje magnético metálico alrededor del tubo fotomultiplicador.

11-6.4 Celdas fotoconductivas

Las celdas fotoconductivas son elementos cuya conductividad es una función de la radiación electromagnética incidente. Muchos materiales son fotoconductivos en algún grado, pero los más importantes a nivel comercial son sulfuro de cadmio, germanio y silicón. La respuesta espectral de la celda de sulfuro de cadmio es casi igual a la del ojo humano, por lo que se puede usar en aplicaciones donde la visión humana es importante, como el control del alumbrado urbano o el control del diafragma automático de las cámaras fotográficas.

Los elementos esenciales de una celda fotoconductiva son el sustrato cerámico, una película de material fotoconductor, los electrodos metálicos para conectar el dispositivo al circuito y una cubierta resistente a la humedad. En la figura 11-32 se muestra una vista en corte de una celda fotoconductiva.

Una aplicación habitual de un circuito de control práctico encendido-apagado con fotocelda aparece en la figura 11-33. Las resistencias R_2 , R_3 y R_4 se escogen de

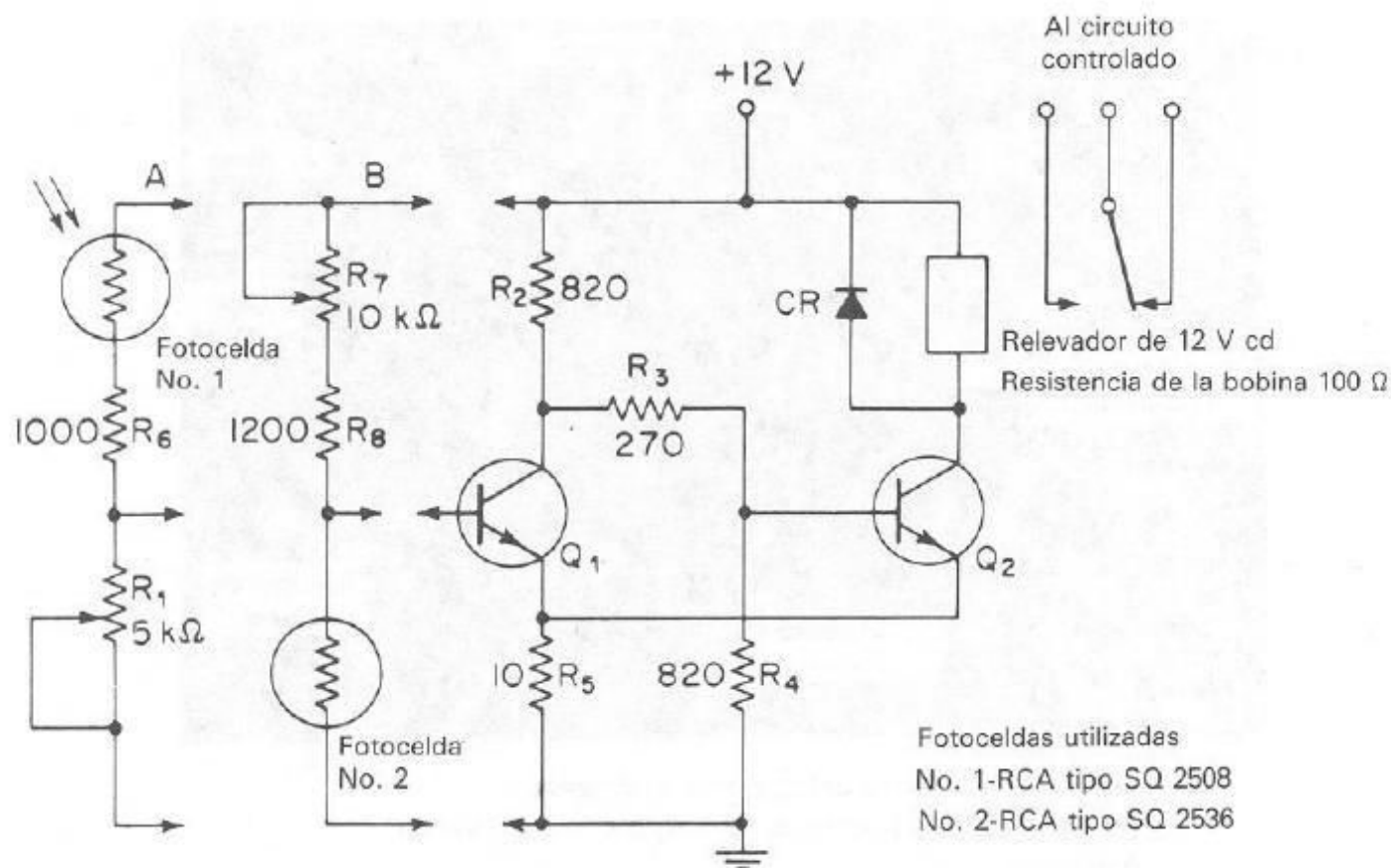


Figura 11-33. Circuito de control de fotocelda de 12 volts. (Cortesía de RCA, Electronic Components and Devices Division.)

forma que la polarización emisor a base de Q_2 sea lo suficientemente positiva para que Q_2 conduzca. Como resultado, el relevador en el circuito colector de Q_2 se energiza. Cuando la configuración A se usa como circuito de control, el relevador se energiza cuando la luz en la fotocelda es menor de un nivel predeterminado. Cuando la fotocelda se ilumina la polarización emisor a base de Q_1 es lo suficientemente positiva para permitir que Q_1 conduzca. Su potencial de colector se vuelve menos positivo, con lo que decrece la polarización en Q_2 , y éste se corta, desenergizando el relevador. Cuando se utiliza la configuración B, el relevador se energiza cuando la luz incidente en la fotocelda supera un nivel predeterminado.

Las fotoceldas de unión semiconductor tienen muchas aplicaciones. Las características volt-ampere de una unión $p-n$ pueden aparecer como las líneas sólidas en

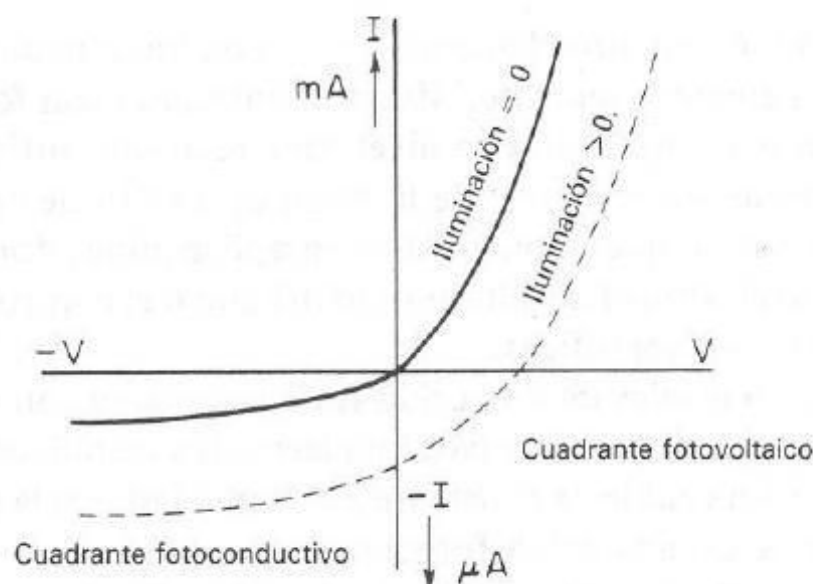


Figura 11-34. Características corriente-voltaje de un diodo de fotounión.

la figura 11-34, pero cuando se aplica luz a la celda, la curva se recorre hacia abajo, como indica la línea punteada.

En las aplicaciones fotoconductoras la celda se polariza en dirección inversa. Cuando la celda se ilumina, la corriente inversa se incrementa y se puede desarrollar un voltaje de salida a través del resistor de salida. Este voltaje de salida es proporcional a la cantidad de luz incidente. Un orden de magnitud típico para el incremento en la corriente de salida es aproximadamente $0.7 \mu\text{A}$ por cada pie-bujía de incremento de iluminación. Este incremento de fotocorriente es lineal al aumento de iluminación. La constante de tiempo de las fotoceldas de unión $p-n$ es relativamente rápida, por lo cual estos dispositivos son útiles para frecuencias de excitación ópticas muy superiores al rango de audio.

11-6.5 Celdas fotovoltaicas

Las celdas fotovoltaicas tienen varias aplicaciones. La *celda solar* de silicón convierte la energía radiante del Sol en potencia eléctrica. La celda solar consiste de una película delgada de un solo cristal de silicio tipo p , hasta de 2 cm^2 , con una capa muy delgada (0.5 micrón) de material tipo n difundido en ella. La eficiencia de la conversión depende del contenido espectral y de la intensidad de la iluminación.

Se pueden utilizar dispositivos fotovoltaicos de silicón de unidades múltiples para detectar luz en aplicaciones como la lectura de tarjetas perforadas en la industria de procesamiento de datos.

Las celdas de germanio dopado con oro con características de respuesta espectral controlada actúan como dispositivos fotovoltaicos en la región infrarroja del espectro y sirven como detectores infrarrojos.

BIBLIOGRAFIA

- 11-1. Bartholomew, Davis, *Electrical Measurements and Instrumentation*, chap. 11. Boston: Allyn and Bacon, Inc., 1963.
- 11-2. *Capsule Thermistor Course*, Fenwal Electronics, Inc., Framingham, Mass., n. d.
- 11-3. Fribance, Austin E., *Industrial Instrumentation Fundamentals*, chaps. 10, 12, 15, 16. New York: McGraw-Hill Book Company, 1962.
- 11-4. *Introduction to Transducers for Instrumentation*, Statham Instruments, Inc., Los Angeles, Calif., n. d.
- 11-5. Lion, Kurt S., *Instrumentation in Scientific Research*. New York: McGraw-Hill Book Company, 1959.
- 11-6. Minnar, E. J. (ed.), *Instrument Society of American Transducer Compendium*. New York: Plenum Press, 1963.
- 11-7. Partridge, G. R., *Principles of Electronic Measurements*, chap. 13. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1958.
- 11-8. Perry, C. C., and Lissner, H. R., *The Strain Gage Primer*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill Book Company, 1962.
- 11-9. *Photomultiplier Handbook*, PMT-62, RCA Solid State Division, Optics and Devices, Lancaster, Pa., 1980.

- 11-10. *Phototubes and Photocells*, Technical Manual PT-60, Radio Corporation of America, Electronic Components and Devices, Lancaster, Pa., n. d.
- 11-11. Stout, Melville B., *Basic Electrical Measurements*, 2nd ed., chap. 16. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1960.

PROBLEMAS

- 11-1. Nómbranse cuatro tipos de transductores de presión eléctricos y describáse una aplicación para cada tipo.
- 11-2. ¿En qué condiciones se emplea una galga extensiométrica “falsa”, y cuál es la función de ésta?
- 11-3. ¿Cuál es la diferencia entre una celda fotoemisiva, una fotoconductiva y una fotovoltaica? Indíquese una aplicación para cada una.
- 11-4. Una galga extensiométrica de resistencia con un factor de galga de 2.4 se monta en una viga de acero cuyo módulo de elasticidad de 2×10^6 kg/cm². La galga extensiométrica tiene una resistencia sin tensión de 120.0 Ω , la cual se incrementa a 120.1 Ω cuando la viga es sometida a un esfuerzo. Calcúlese el esfuerzo en el punto donde se montó la galga.
- 11-5. La resistencia sin tensión de cada uno de los cuatro elementos de una galga extensiométrica desolada de la figura 11-4 es 120 Ω . La galga extensiométrica tiene un factor de galga de 3 y está sujeta a una tensión ($\Delta l/l$) de 0.0001. Si el indicador es un voltímetro de alta impedancia, calcúlese la lectura de este voltímetro para un voltaje de la batería de 10 V.
- 11-6. El transformador diferencial variable lineal (LVDT) de la figura 13-8 produce una salida de 2 V rms para un desplazamiento de 50×10^{-6} cm. Calcúlese la sensibilidad del LVDT en $\mu\text{V/mm}$. La salida de 2-V del LVDT se lee en un voltímetro de 5-V que tiene una escala con 100 divisiones. En la escala se pueden leer hasta 0.2 divisiones. Calcúlese la resolución del instrumento en términos del desplazamiento en pulgadas.

Sistemas de adquisición de datos analógicos y digitales

12-1 SISTEMAS DE INSTRUMENTACION

Los sistemas de adquisición de datos se utiliza para medir y registrar señales obtenidas básicamente de dos maneras: a) aquellas que se originan a partir de la *medición directa* de cantidades eléctricas, que pueden incluir voltajes de cd y ca, frecuencia o resistencia; suelen hallarse en las áreas de prueba de componentes electrónicos, estudios ambientales y trabajos de control de calidad. b) Señales que se originan a partir de *transductores*, como galgas extensiométricas y termopares (véase el capítulo 11).

Los sistemas de instrumentación se pueden clasificar en dos clases principales: analógicos y digitales. Los *sistemas analógicos* tratan en forma analógica la información de mediciones. Un sistema analógico se puede definir como una función continua, como una gráfica de voltaje contra tiempo, o desplazamiento contra presión. Los *sistemas digitales* manejan la información en forma digital. Una cantidad digital puede consistir en un número de pulsos discretos y discontinuos cuya relación de tiempo contiene información referente a la magnitud o naturaleza de la cantidad.

Un *sistema de adquisición de datos analógico* consta de algunos o todos los elementos siguientes:

- a) *Transductores* para la transformación de parámetros físicos en señales eléctricas.

- b) *Acondicionadores de señales* para la amplificación, modificación o selección de ciertas partes de estas señales.
- c) *Dispositivos de presentación visual* para monitoreo continuo de las señales de entrada. Estos dispositivos pueden incluir osciloscopio de varios canales o de un solo canal, osciloscopio de almacenamiento, panel de medidores, desplegados numéricos, etcétera.
- d) *Instrumentos de registro de gráficas* para obtener un registro permanente de los datos de entrada. Estos incluyen registradores de tinta y plumilla para proporcionar registros continuos en cortes de papel, sistemas de registro óptico como los registradores de galvanómetro de espejo y los registradores ultravioleta.
- e) *Instrumentación de cinta magnética* para guardar los datos de entrada, conservar su forma eléctrica original y reproducirlos posteriormente para un análisis más detallado.

Un sistema de adquisición de datos digital puede incluir algunos o todos los elementos que se muestran en la figura 12-1. Las operaciones esenciales dentro de un sistema digital incluyen: manipulación de señales analógicas, medición, conversión y manejo de datos digitales, y programación y control interno. La función de cada elemento del sistema de la figura 12-1 se describe a continuación.

- a) *Transductor*. Transforma parámetros físicos en señales eléctricas aceptables para el sistema de adquisición. Algunos parámetros son la temperatura, presión, aceleración, desplazamiento de pesos y velocidad (capítulo 11); también es factible medir directamente cantidades eléctricas, como voltaje, resistencia, o frecuencia.
- b) *Acondicionador de señal*. Por lo general incluye la circuitería de soporte para el transductor. Esta circuitería puede proporcionar la energía de excitación, circuito de equilibrio y elementos de calibración. Un ejemplo de acondicionador de señal es un puente balanceado con una galga extensométrica y unidad de fuente de energía.
- c) *Explorador o multiplexor*. Acepta múltiples entradas analógicas y las conecta secuencialmente a un instrumento de medición.
- d) *Convertidor de señal*. Transforma la señal analógica en una forma aceptable para el convertidor analógico-digital. Un ejemplo de este dispositivo es un amplificador de voltajes de bajo nivel generados por termopares o galgas extensométricas.

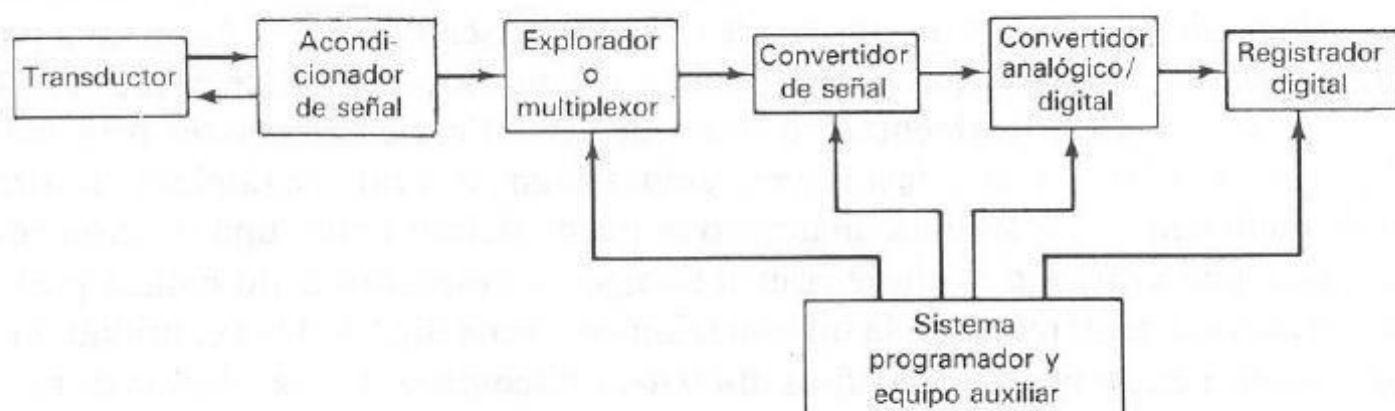


Figura 12-1. Elementos de un sistema de adquisición de datos digital.

- e) *Convertidor analógico-digital (A/D)*. Convierte el voltaje analógico a su forma digital equivalente. La salida del convertidor A/D se puede desplegar visualmente y estar disponible como voltaje en pasos discretos para procesamiento posterior o grabación en un registrador digital.
- f) *Equipo auxiliar*. Esta sección contiene instrumentos para funciones de programación de sistemas y procesamiento digital de datos. Las funciones auxiliares incluyen linearización y comparación de límites. Estas funciones se pueden ejecutar mediante instrumentos individuales o mediante una computadora digital.
- g) *Registrador digital*. Registra información digital en tarjetas perforadas, cinta de papel perforado, cinta magnética, páginas mecanografiadas o una combinación de estos sistemas. El registrador digital puede ir luego de una unidad de acoplamiento que transforma la información digital en la forma apropiada para la entrada del registrador digital seleccionado.

Los sistemas de adquisición de datos se utilizan en un gran número de aplicaciones (en constante aumento), en una variedad de áreas industriales y científicas, como la industria biomédica, aeroespacial y telemetría. El tipo de sistema de adquisición de datos, analógico o digital, depende del uso de los datos registrados. En general, los sistemas de datos analógicos se utilizan cuando se requiere un amplio ancho de banda o cuando se puede tolerar poca exactitud. Los sistemas digitales se aplican cuando el proceso físico que en estudio varía poco (ancho de banda angosto) y cuando se necesita una exactitud alta y bajo costo por canal. Los sistemas digitales varían en complejidad desde sistemas de un solo canal para medición y registro de voltajes de cd hasta sistemas automáticos de múltiples canales, los cuales miden un gran número de parámetros de entrada, los comparan con respecto a condiciones o límites preestablecidos y llevan a cabo cálculos y toman decisiones sobre la señal de entrada. Los sistemas digitales en general son más complejos que los analógicos, tanto en términos de volumen y complejidad de los datos de entrada que pueden manejar.

Los sistemas de adquisición de datos a menudo utilizan registradores de cinta magnética (secc. 12-2). Los sistemas digitales requieren convertidores para cambiar voltajes analógicos en números o cantidades digitales discretas. Inversamente, la información digital se puede convertir de nuevo en analógica, como voltaje o corriente, con lo cual puede utilizarse como una cantidad de realimentación que controla un proceso industrial. Las técnicas de conversión se exponen en las secciones 12-4 y 12-5, mientras que el equipo de exploración o multiplexión se describe en la sección 12-6. La sección 12-7 trata acerca del condificador espacial o de flecha.

12-2 INTERFACE DE TRANSDUCTORES A SISTEMAS DE MEDICION Y CONTROL ELECTRONICO

Los voltajes y corrientes de salida de muchos transductores son señales muy pequeñas. Además de los bajos niveles, a menudo es necesario transmitir la salida del transductor cierta distancia hacia el equipo de colección de datos o de control. En el arreglo de problemas, sobre todo en un ambiente industrial donde hay mucha maquinaria eléctrica, el ruido eléctrico puede causar serias dificultades en circuitos de bajo nivel. Estos ruidos pueden ser radiados, como un campo electromagnético, o inducidos en

el cableado de la planta, como circuitos a tierra, y picos producidos por la fuente de alimentación de ca. A pesar de las fuentes de ruido, las señales de bajo nivel se deben transmitir con cuidado de un lugar a otro.

Un método efectivo para combatir el ruido es incrementar la intensidad de las señales de bajo nivel antes de su transmisión a través de los alambres. Esto se realiza frecuentemente con un amplificador llamado amplificador de instrumentación.

Varias características de un amplificador de instrumentación lo distinguen de los amplificadores operacionales.

- a) Los amplificadores de instrumentación tienen ganancia finita. Un amplificador operacional tiene una ganancia muy grande, la cual es infinita en el caso ideal. El amplificador operacional se suele utilizar con realimentación externa para proporcionar una ganancia finita, o con otros elementos de circuito con el fin de generar otras funciones, como integradores, diferenciadores, filtros, etc. Además de una ganancia finita, el amplificador de instrumentación no proporciona estas funciones.
- b) El amplificador de instrumentación tiene una entrada diferencial de alta impedancia. El amplificador operacional también tiene una entrada de alta impedancia. Sin embargo, cuando los elementos de realimentación se adicionan alrededor del amplificador operacional, la impedancia de entrada disminuye considerablemente.
- c) El amplificador de instrumentación tiene un rango de voltaje alto y un rechazo en modo común también alto. Aunque los amplificadores operacionales tienen rechazo y rango de voltaje en modo común, el amplificador de instrumentación es superior a la mayoría de los amplificadores operacionales.

La figura 12-2 muestra el diagrama en bloques de un amplificador de instrumentación. Después de los comentarios anteriores que señalan las diferencias entre el amplificador de instrumentación y el amplificador operacional, la figura muestra que el amplificador de instrumentación está construido con amplificadores operacionales.

Nótese que cada entrada al amplificador de instrumentación es la entrada no inversora de un amplificador operacional, por lo que la impedancia de entrada del am-

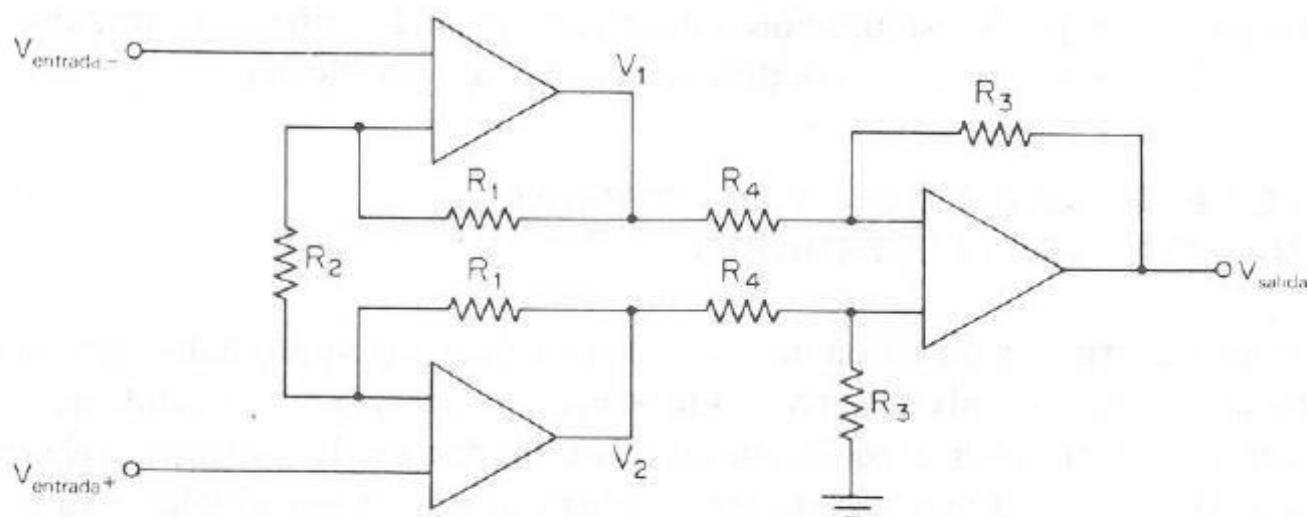


Figura 12-2. Configuración de un amplificador de instrumentación.

plificador de instrumentación es muy alta. Para establecer la ganancia del amplificador, se utiliza el criterio generalmente aplicado a los amplificadores operacionales.

El voltaje en la entrada inversora del amplificador de entrada inferior es $V_{\text{entrada-}}$, y, por lo tanto, V_1 es

$$V_1 = \left(\frac{R_1}{R_2} \right) (V_{\text{entrada-}} - V_{\text{entrada+}}) \quad (12-1)$$

En forma semejante V_2 se puede escribir como

$$V_2 = \left(\frac{R_1}{R_2} \right) (V_{\text{entrada+}} - V_{\text{entrada-}}) \quad (12-2)$$

La etapa de salida es un amplificador diferencial simple; por tanto, el voltaje de salida se puede derivar en

$$V_{\text{salida}} = \left(\frac{R_3}{R_4} \right) (V_2 - V_1) = \left(\frac{2R_1R_3}{R_2R_4} \right) (V_{\text{entrada+}} - V_{\text{entrada-}}) \quad (12-3)$$

Para reducir la captación de voltaje de ruido en las conexiones entre transductor y amplificador de instrumentación, las terminales al transductor serán tan cortas como sea posible y la señal amplificada se transmite la distancia requerida. En algunas situaciones la señal de bajo nivel del transductor se debe transmitir por cables de alguna longitud. Un ejemplo son las conexiones al termopar de un horno, donde la temperatura es demasiado alta para permitir la introducción de dispositivos electrónicos. Esta y otras situaciones semejantes requieren que las conexiones con el transductor sean diferenciales para prevenir la introducción de ruido.

La figura 12-3a ilustra un transductor conectado con un amplificador de instrumentación en forma diferencial. Las corrientes de ruido se introducen por ambas líneas que conectan el transductor si los alambres se trenzan juntos para que no se separen; de esta forma, cada alambre estará sujeto al mismo voltaje de ruido inducido. La capacidad de un amplificador para rechazar señales que aparecen por igual en ambas entradas de un amplificador se conoce como rechazo en modo común. En el caso de un amplificador de instrumentación, el rechazo en modo común para señales de baja frecuencia como las frecuencias de línea llega a 100 dB.

Se cuenta con diversos métodos para blindar los alambres de conexión contra la captación de señales externas. Un método efectivo es el "blindado". La figura 12-3 presenta una fuente de señal conectada a un amplificador diferencial mediante alambres que están a una distancia muy corta a unas terminales de potencia de 220-V, las cuales acoplan capacitivamente los voltajes de frecuencia de líneas de alimentación con el amplificador de señal. Si el amplificador es perfecto, el voltaje inducido en cada cable de conexión es el mismo y las trayectorias de resistencia y capacitancia hacia tierra son idénticas. En consecuencia, la interferencia de la línea de alimentación se conduce a tierra con corrientes idénticas de cada lado de la línea. Si la capacitancia o resistencia de fuga es diferente para una línea respecto de otra (figura 12-3b), las corrientes en la tierra del instrumento llegan sólo por un lado de la línea diferencial. Por medio de la adición de un blindaje conectado a un lado de la señal y a la caja del instrumento, las señales acopladas capacitivamente desde la línea de la frecuencia

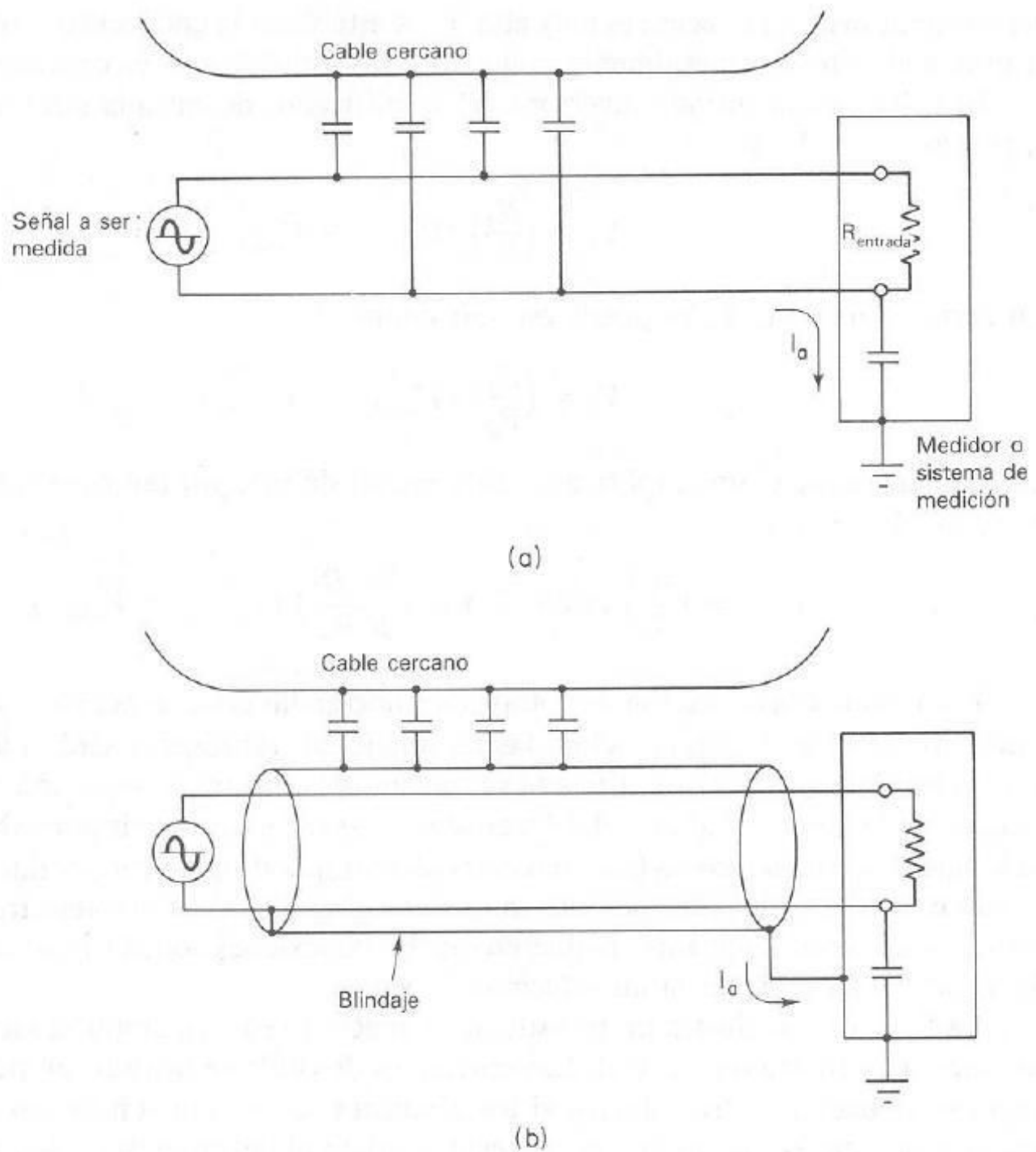


Figura 12-3. Efectos de una medición blindada.

de alimentación se acoplan el blindaje y se conducen sin problemas hacia la carcasa del instrumento y hacia tierra. La combinación de la caja, la conexión a tierra y el blindaje para la fuente de señal representa un blindaje completo alrededor de todo el sistema de medición.

Existen situaciones donde el ruido ambiental es tan crítico que los amplificadores convencionales no soportan los niveles de ruido que ahí se encuentran. En estos casos se utiliza un amplificador de aislamiento para prevenir las peligrosas señales de ruido de alto voltaje que llegan al equipo de adquisición de datos. La figura 12-4 muestra el diagrama en bloques de este amplificador. El transductor se conecta de manera convencional a un amplificador de instrumentación. La salida de éste se envía a un modulador equilibrado que proporciona una onda cuadrada bipolar con una amplitud proporcional al nivel de la señal. A la onda cuadrada de alta frecuencia se le llama portadora. La onda cuadrada modulada, que es una señal de ca sin nivel de cd, se puede acoplar mediante un transformador con el desmodulador equilibrado.

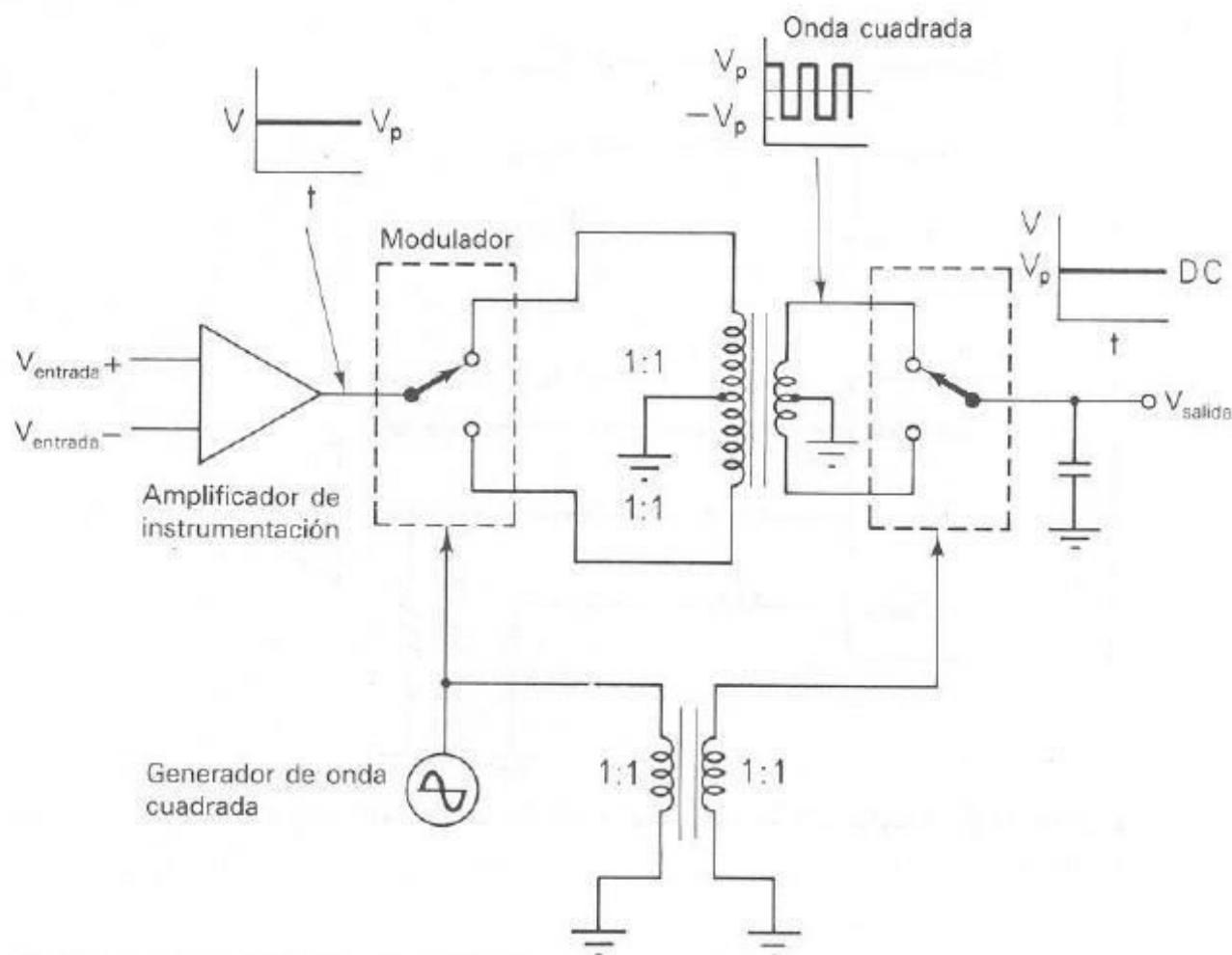


Figura 12-4. Diagrama de un amplificador de aislamiento.

El generador de señal de onda cuadrada se acopla por medio de un transformador y sirve como portador para el desmodulador, el cual elimina la portadora y restablece el nivel de entrada. Después que se filtra un poco, la salida del amplificador de aislamiento es una representación exacta del voltaje de entrada.

Para efectos de descripción, se muestra el nivel de entrada cd. De hecho, el amplificador de aislamiento puede manejar entradas que cambian mientras que la frecuencia de muestreo utilizada por el modulador y desmodulador equilibrado sea suficientemente alta. Muchos amplificadores utilizan frecuencias de muestreo de 25 kHz, esto permite tener frecuencias de entrada hasta de 1 kHz y aun mayores. Por lo general, las señales de los transductores cambian y no requieren amplificadores rápidos.

Hay fuentes de error cuando se transmiten señales de bajo nivel a una distancia significativa. Uno de estos errores se debe a la resistencia de los cables de interconexión (figura 12-5); nótese como se muestra en la figura, se utilizan tres cables para conectar el amplificador a cierta distancia. La corriente de la fuente de alimentación fluye por el cable de la fuente de alimentación y regresa a través de la tierra. Supóngase, para efectos de estudio, que los cables son semejantes tienen resistencias idénticas y de la misma longitud, como aparece en la figura. Se emplea una resistencia de carga para determinar la señal. Al aplicar la topología de la figura, el voltaje en la carga, V_L , es

$$V_L = \frac{V_{salida} + I_{suministrado} R R_L}{2R + R_L} \quad (12-4)$$

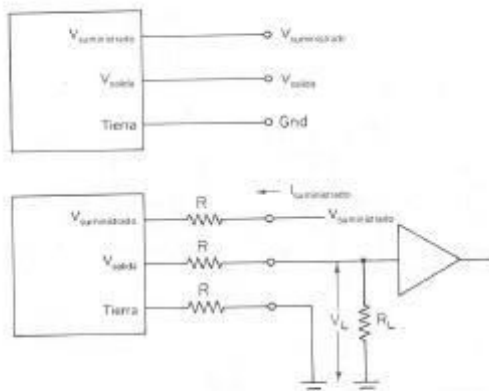


Figura 12-5. Efectos de la resistencia de los cables en una medición remota.

EJEMPLO 12-1

¿Cuál es el porcentaje de error para un amplificador remoto donde la resistencia del alambre es de $1\ \Omega$, la resistencia de carga es de $10\ \text{k}\Omega$, la corriente de la fuente de alimentación es de $50\ \text{mA}$, y la salida del amplificador es de $1\ \text{V}$?

SOLUCIÓN Utilizando la ecuación (12-4) se calcula el voltaje de carga

$$V_L = \frac{(V_{\text{salida}} + I_{\text{alimentado}} R) R_L}{2R + R_L} = \frac{1 + 0.05 \times 1.0 \times 10^4}{1.0002 \times 10^4} \\ = 1.05$$

Esto representa un error aproximadamente del 5%, lo que es inaceptable en la mayoría de los sistemas.

Aunque el error fuera constante se podría compensar. Sin embargo, cualquier cambio en la resistencia del conector debido a la corrosión o a la adición de cables al sistema cambiaría el nivel de voltaje cd y necesitaría una recalibración.

Un método para reducir errores debidos a la intervención de resistencias y a los efectos de las corrientes de la fuente de alimentación, es utilizar corriente en lugar de voltaje para la transmisión. Un sistema de transmisión típico de corriente usa corriente desde $4\ \text{a}\ 20\ \text{mA}$ para la transmisión a escala máxima de un parámetro específico. La corriente de bajo nivel de $4\ \text{mA}$ incluye la corriente de la fuente de alimentación, la cual permite componentes de la señal de corriente de 16-mA .

La figura 12-6 presenta un convertidor de voltaje a corriente para un circuito de $4\ \text{a}\ 20\ \text{mA}$. Se utilizan dos fuentes de corriente controladas por voltaje para el convertidor. Una fuente de corriente detecta la corriente de la fuente de alimentación para el amplificador, más la energía de la fuente de corriente controlada por voltaje, e_1 .

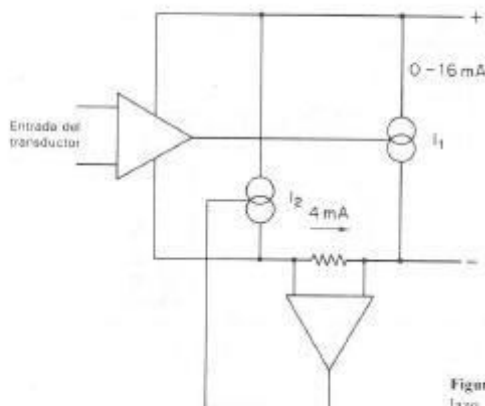


Figura 12-6. Transmisor de corriente de lazo.

y establece la suma igual a 4 mA. La segunda fuente de corriente controlada por voltaje, I_1 , proporciona una corriente variable como función del voltaje del transductor, conforme lo entrega el amplificador de instrumentación. Esta fuente de corriente proporciona desde 0 hasta 16 mA para una corriente total de 4 a 20 mA.

El método de transmisión de fuente de corriente reduce los errores causados por la resistencia de los cables de interconexión. Algunos ambientes de ruido son tan difíciles que dificultan la transmisión de señales analógicas de cualquier clase, incluso a través de un amplificador de aislamiento o circuito de corriente. Para estas situaciones, la señal analógica se convierte en formato digital para la transmisión. Un método sencillo es convertir la entrada analógica en una frecuencia, utilizando un convertidor de voltaje en frecuencia y luego, ya en el receptor, convertir la frecuencia a un voltaje mediante un dispositivo semejante.

La figura 12-7a muestra un convertidor de voltaje a frecuencia. Este convertidor consta de un integrador que alimenta a un comparador, el cual excita un multivibrador monoestable. Un interruptor electrónico descarga el integrador vía una fuente de corriente.

Las formas de onda relacionadas con el convertidor de voltaje en frecuencia se ilustran en la figura 12-7b. El voltaje de entrada, V_{entrada} , hace que la salida del integrador sea una rampa en dirección negativa. Si la salida del integrador se inicia a partir de algún voltaje positivo (y se mostrará cómo se fuerza la salida del integrador para que sea positiva), la salida llegará a un voltaje de cero y el multivibrador monoestable proporcionará un pulso de salida. Con este voltaje de cero volts del integrador como el punto de inicio para la investigación del convertidor de voltaje en frecuencia, la salida del integrador será una rampa en sentido positivo para un tiempo igual a t_2 . Este tiempo se establece por la duración del pulso del multivibrador monoestable y causa que la salida del integrador alcance un nivel de salida igual a V_{ref} . Al resolver V_{ref} en términos de t_2 , se obtiene la siguiente expresión:

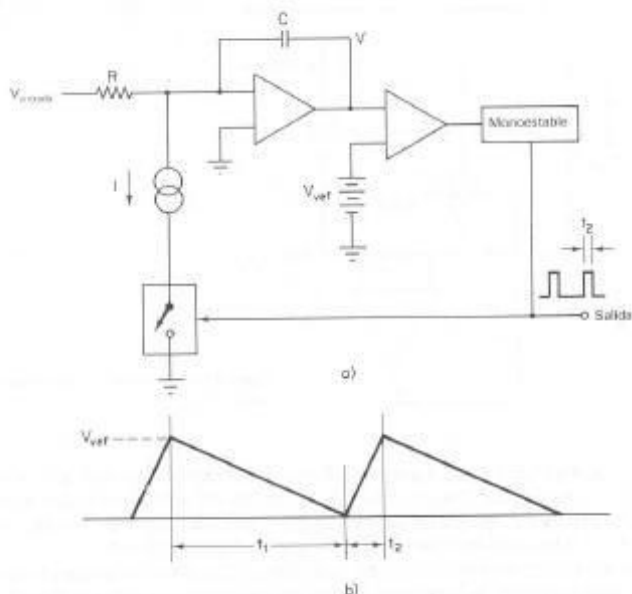


Figura 12-7. Convertidor de voltaje a frecuencia y formas de onda asociadas

$$V_{ref} = t_1 \left(\frac{I - \frac{V_{creada}}{R}}{C} \right) \quad (12-5)$$

Después que el monoestable se restablece, las rampas de salida del integrador disminuyen hasta cero volt y el monoestable se dispara de nuevo. El tiempo necesario para la rampa desde V_{ref} hasta cero volt es

$$t_1 = \frac{CV_{ref}R}{V_{creada}} \quad (12-6)$$

La sustitución del valor de V_{ref} encontrado, con la ecuación (12-5) en la (12-6) conduce a

$$t_1 = \frac{RC}{V_{creada}} t_2 \left(\frac{I - \frac{V_{creada}}{R}}{C} \right) \quad (12-7)$$

El tiempo total requerido para un período completo del convertidor de voltaje en frecuencia es la suma de t_1 y t_2 el cual es

$$t = t_1 + t_2 = \frac{RC}{V_{\text{ref}}} I_2 \left(1 - \frac{V_{\text{ref}}}{R} \right) + t_2 = \frac{\pm R t_2}{V_{\text{ref}}} \quad (12-8)$$

La frecuencia de la salida es el recíproco del periodo y es

$$\frac{1}{T} = \frac{V_{\text{ref}}}{IR t_2} \quad (12-9)$$

Como se puede ver mediante la inspección de la relación anterior, la frecuencia de salida no conlleva el valor del capacitor de integración. Y esto es deseable, ya que los capacitores de precisión son muy caros. El tiempo del monoestable es parte de la relación, y esto podría significar que se requeriría un capacitor de precisión para el monoestable. Para un monoestable analógico esto sería real. Sin embargo, existen convertidores de voltaje/frecuencia donde el control de tiempo del monoestable se genera a partir de un reloj de precisión en lugar de una constante de tiempo RC .

La frecuencia depende del valor de R , el cual se consigue con una resistencia de precisión, e I , que podría ser una fuente de corriente de precisión. Por lo tanto, el convertidor de voltaje/frecuencia puede elaborarse con cierta precisión, y se pueden obtener unidades con el 1% de exactitud y aún mejores.

La razón principal para la conversión de voltaje a frecuencia es que una señal analógica se puede transmitir de un sistema de comunicación, ya sea mediante cables o algún otro sistema más complejo, donde las pérdidas en el sistema pueden ser tanto desconocidas como inestables.

Para elaborar tal sistema es necesario convertir la frecuencia a una señal analógica. En breve, se utilizan los mismos elementos que configuran el convertidor de voltaje en frecuencia para crear una salida analógica a partir de una entrada de frecuencia variable.

La frecuencia de entrada se utiliza para disparar el monoestable (figura 12-8). El ciclo de trabajo de la salida del monoestable es

$$\frac{t_1}{t_2} = F t_1 \quad (12-10)$$

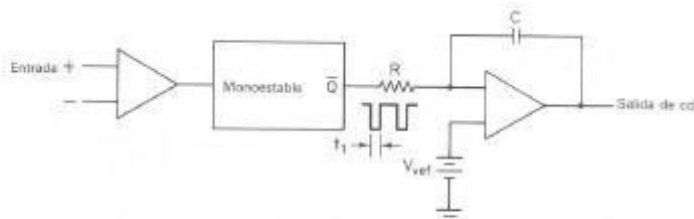


Figura 12-8. Convertidor de frecuencia a voltaje.

donde t_1 = duración del pulso del monoestable

t_2 = periodo de la frecuencia de entrada

f = frecuencia de entrada

El voltaje promedio de la forma de onda del pulso, como la salida del monoestable, es el voltaje pico multiplicado por el ciclo de trabajo, es decir

$$V_{\text{promedio}} = V_p f t_1 \quad (12-11)$$

Esta ecuación indica que el valor promedio de la salida del monoestable es proporcional a la frecuencia de entrada. Para convertir la forma de onda del pulso de la salida del monoestable en un nivel de cd, es necesario integrar la salida del monoestable (figura 12-8).

Excepto por la fuente de corriente y el interruptor electrónico asociado, el convertidor de frecuencia/voltaje utiliza los mismos elementos funcionales que el convertidor de voltaje/frecuencia. La figura 12-9a muestra un transductor conectado a un convertidor de voltaje a frecuencia a través de un cable largo, y un convertidor de frecuencia, el cual excita un medidor analógico. Este sistema proporciona una lectura remota del parámetro monitoreado por el transductor y da una indicación analógica en el punto de la lectura remota. Las pérdidas de los alambres que conectan el extremo de transmisión al extremo de recepción no afectan la lectura remota, en tanto que las pérdidas no sean tan grandes que no exciten adecuadamente el extremo de recepción.

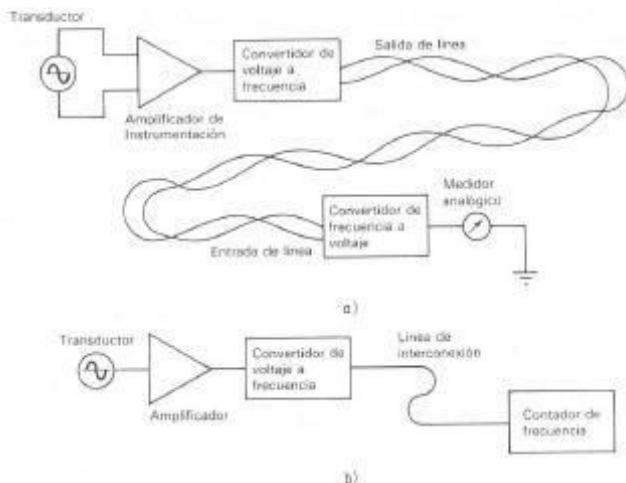


Figura 12-9. a) Sistema de instrumentación remoto utilizando un convertidor de voltaje a frecuencia y un convertidor de frecuencia a voltaje; b) sistema de instrumentación remoto de lectura digital.

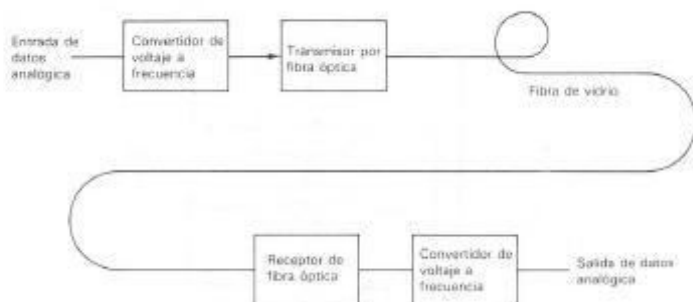


Figura 12-10. Sistema de transmisión de datos por fibra óptica.

Si se desea una lectura remota digital, tendría que contarse la frecuencia transmitida y ésta se exhibiría como se muestra en la figura 12-9b.

Há habido una tendencia en los años recientes para lograrse lo máximo en aislamiento para ambientes industriales mediante el uso de la transmisión por fibras ópticas. Esto es lo más nuevo en aislamiento, ya que no se utilizan cables metálicos para la transmisión de datos. La energía se suministra mediante cables metálicos, pero los datos se transmiten por fibra de vidrio y no se mezclan con la transmisión de energía.

Por lo general, los datos se transmiten en formato digital, aunque la transmisión analógica es posible a través de fibra óptica de vidrio. La capacidad de manejar datos de un sistema de transmisión mediante fibras ópticas es elevada, mucho mayor que la necesaria para un sistema industrial de manejo de datos. En la figura 12-10 se presenta un sistema típico de fibras ópticas. En este ejemplo se utiliza un convertidor de voltaje en frecuencia para convertir la señal analógica de entrada de pulsos, los cuales modulan una fuente de luz, ya sea un diodo emisor de luz o un diodo láser.

Esta energía luminosa en pulsos se transmite a través de una fibra de vidrio al extremo de recepción, donde se convierte en una señal analógica. El capítulo 14 cuenta con más información sobre las técnicas de transmisión de datos mediante fibras de vidrio.

12-3 MULTIPLEXION

12-3.1 Multiplexión digital/analógica

A menudo es necesario o deseable combinar o *multiplexar* un conjunto de señales analógicas en un solo canal digital, o a la inversa, un solo canal digital en un conjunto de canales analógicos. Se pueden multiplexar tanto señales digitales como voltajes analógicos.

En la conversión digital/analógica se encuentra una aplicación de la multiplexión en la tecnología de la computadora, donde la información digital, que llega en forma secuencial desde la computadora, se distribuye a un número de dispositivos

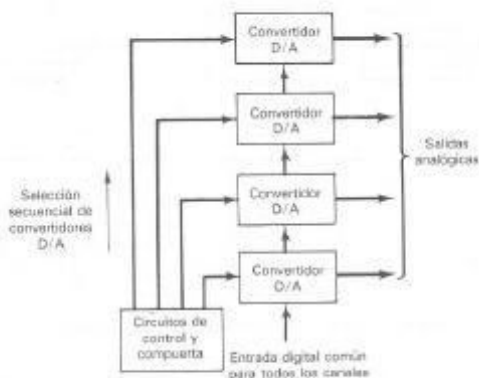


Figura 12-11. Multiplexor D/A que utiliza varios convertidores.

analógicos, como osciloscopio, registrador de pluma y un registrador analógico de cinta, etc. Hay dos formas de llevar a cabo la multiplexión: la primera utiliza un convertidor D/A *separado* para cada canal (figura 12-11). La segunda emplea un convertidor D/A *único*, más un conjunto de interruptores de multiplexión analógica y circuitos de muestreo y sostenimiento (*sample and hold*) en cada canal analógico (figura 12-12).

En el sistema de la figura 12-11 la información digital se aplica a todos los canales; y el canal se elige mediante una compuerta de pulsos de reloj a los canales de sali-

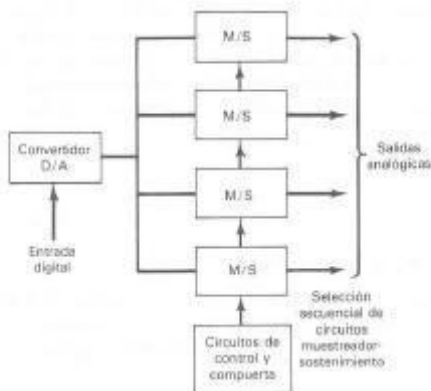


Figura 12-12. Multiplexor D/A que utiliza sólo un convertidor y varios circuitos muestreador-sostenimiento M/S.

da apropiados. Se requiere un convertidor D/A por canal, de tal forma que el costo inicial puede ser un poco mayor que para el segundo sistema; pero la ventaja es que la información analógica está disponible en la salida del convertidor digital/analógico (CDA) durante un periodo de tiempo indefinido en tanto que los contenidos del registro de *flip-flop* del CDA sean transferidos mediante el control de una compuerta hacia el CDA.

El segundo método ilustrado en la figura 12-12, sólo utiliza un convertidor D/A y, por lo tanto, tiene un costo inicial ligeramente inferior. La técnica múltiple de muestreo y sostenimiento, requiere que la señal en los circuitos de muestreo y sostenimiento se renueve (los capacitores no retienen su carga indefinidamente).

12-3.2 Multiplexión analógica/digital

En la conversión analógica/digital es conveniente multiplexar las entradas analógicas en lugar de las salidas digitales. Un posible sistema se da en la figura 12-13, donde los interruptores son tanto de estado sólido como de relevadores, se utilizan para conectar las entradas analógicas a un *bus común*. Este bus va a un solo convertidor A/D que sirve para todos los canales.

Las entradas analógicas se conmutan de manera *secuencial* al bus por medio del circuito de control y selección de los canales. Si se requieren muestras simultáneas para todos los canales, se puede utilizar un circuito de "muestreo y sostenimiento" antes de cada interruptor multiplexor. En esta forma, todos los canales se muestrean simultáneamente y luego se conmutan al convertidor secuencialmente.

También es posible multiplexar mediante un comparador separado para cada canal analógico. Este sistema se muestra en la figura 12-14, donde se emplea con un convertidor A/D tipo contador. La entrada de cada comparador se conecta a la salida del CDA. La otra entrada de cada comparador se conecta a los canales de entrada analógica separados. Se requiere circuitería de sincronización y control para operar el contador y muestrear los comparadores. Al inicio del proceso de multiplexión, el contador se limpia y se aplican pulsos de conteo al contador. El convertidor D/A tras-

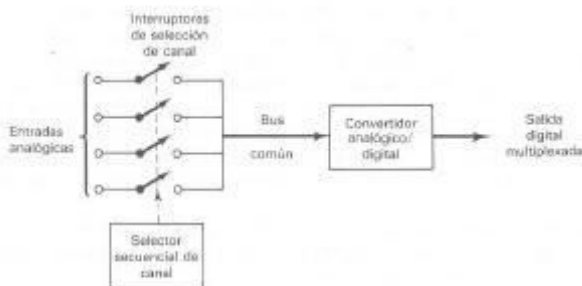


Figura 12-13. Sistema de conversión A/D multiplexada.

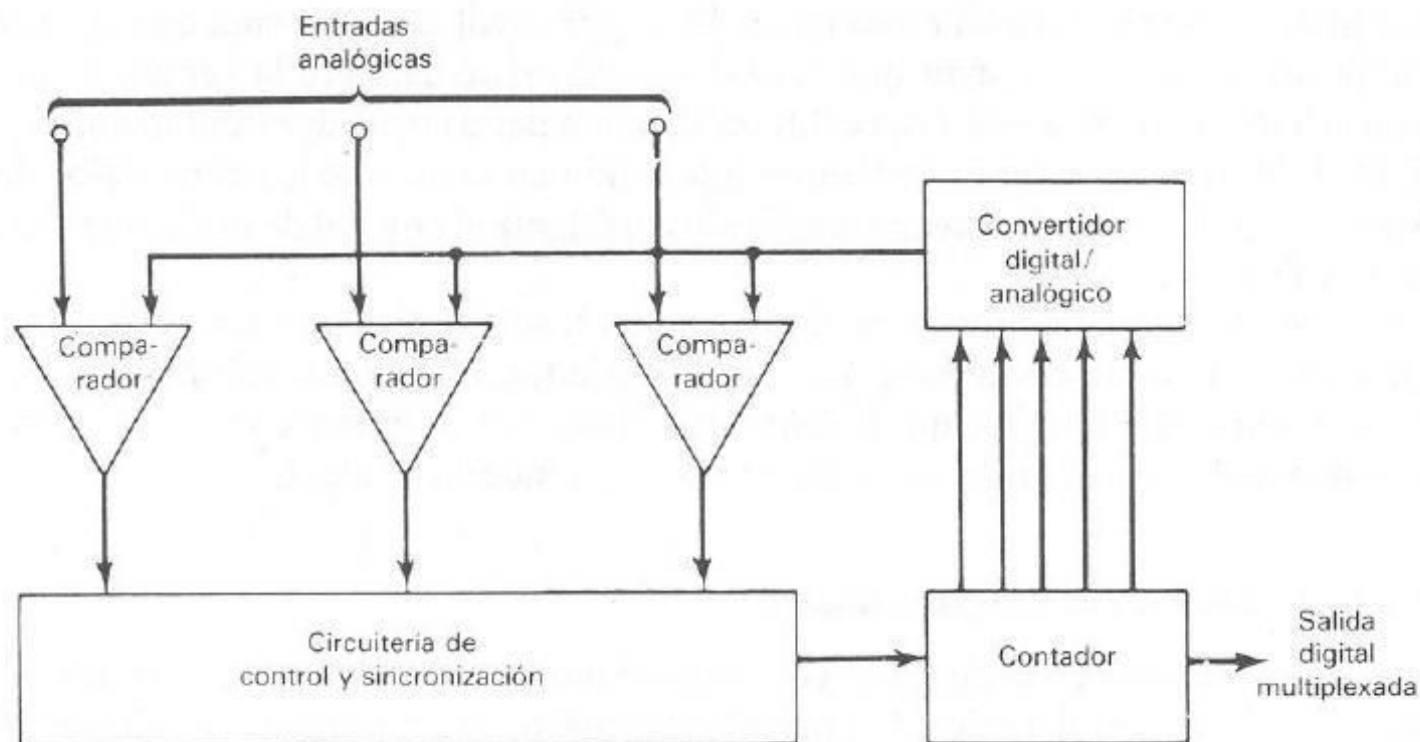


Figura 12-14. Convertidor A/D tipo contador con entrada multiplexada

lada la salida del contador y proporciona un voltaje de salida analógico, el cual alimenta a todos los comparadores. Cuando uno de los comparadores indica que la salida D/A es mayor que el voltaje de entrada en ese canal, se presenta el contenido del contador. El conteo se reanuda hasta que se recibe la siguiente señal, cuando el comparador correcto se identifica y el contenido del contador se presenta de nuevo.

12-3.3 Codificadores espaciales

Un codificador espacial es un convertidor mecánico que transforma la posición angular de un eje en un número digital; por lo tanto, es un convertidor analógico a digital donde la cantidad analógica no es una señal eléctrica sino mecánica. Un codificador de este tipo encuentra aplicaciones importantes cuando una cantidad mecánica debe ser introducida en un sistema eléctrico, como la lectura remota de un indicador de la dirección del viento o una lectura remota de la posición de los alerones de las alas de una aeronave. Los codificadores espaciales se utilizan a menudo con un motor eléctrico y un sistema de control, el cual se llama servosistema de lazo cerrado.

Hay dos tipos básicos de codificadores espaciales: 1) los que codifican una posición mecánica a lo largo de una línea recta llamado codificador de posición lineal o de desplazamiento, y 2) aquellos que proporcionan la posición de un eje de rotación y se conocen como codificador de eje. Ambos tipos se clasifican según su posición y velocidad. Al codificador de velocidad angular se le llama frecuentemente tacómetro, mientras que a la unidad lineal se le denomina transductor de velocidad lineal (TVL).

El más común de los codificadores espaciales es el codificador de eje, y es el que más se encuentra en servosistemas. Con frecuencia, los codificadores lineales son tan sólo un codificador circular "enderezado".

Un codificador de eje es un disco de vidrio montado sobre una flecha con un patrón de código impreso en el disco. El patrón se elabora con una tinta opaca a la

luz infrarroja, para que sea posible la generación óptica del código de salida. Los antiguos codificadores de eje utilizaban contactos mecánicos con escobillas de alambre y discos conductivos. Las escobillas causaban un arrastre mecánico en el codificador, y tendían a desgastarse, acumular suciedad y llegaban a ser eléctricamente ruidosos y el uso rudo los dañaba. Los codificadores de eje óptico no tienen partes de contacto, así que no hay uso de escobillas ni del disco, y los efectos de contaminación son minimizados ya que las escobillas no arrastran suciedad a lo largo del disco.

Los códigos necesarios se generan en anillos concéntricos en el disco. Por ejemplo, si la posición del eje a ser determinada está dentro de una parte en 32, y se desea una salida binaria, se requerirían cinco bits binarios, y por lo tanto se necesitaría cinco anillos (figura 12-15).

El fabricante coloca una fuente de iluminación, ya sea una lámpara incandescente o un diodo emisor de luz (LED), se ubica en un lado del disco. En el caso de la lámpara incandescente, como el área de emisión es relativamente grande, basta una lámpara para toda el área del disco; con el LED, dado que el área de emisión es muy pequeña, se proporciona generalmente un diodo por cada bit.

El disco se coloca entre la fuente de iluminación y un fotodetector para que cuando la parte opaca del disco codificado quede entre ambos se codifique un uno o un cero lógico, mientras que la parte transparente del disco producirá el estado lógico opuesto.

Nótese el patrón de código en el disco (figura 12-15). La pista externa es el bit menos significativo y es el que ejecuta más cambios por revolución del codificador. Esto requiere el patrón más fino de todas las pistas, y en consecuencia el bit menos significativo siempre se coloca en la parte externa del disco.

La salida del codificador no siempre es binaria y la figura 12-16 muestra un codificador binario decodificado decimal (BCD) el cual tiene una resolución de la rotación del eje de una parte entre 100. Como muestra la figura, el patrón es mucho más fino que en el ejemplo anterior, y el bit menos significativo también se encuentra en la pista externa.

Los codificadores espaciales de eje con una resolución tan fina que son capaces de discriminar la posición del eje de una parte entre 1 024, representando un convertidor binario de 10 bits, requieren patrones muy finos en el disco codificado. Estos patrones necesitan más precisión que la que puede producir una operación de impresión

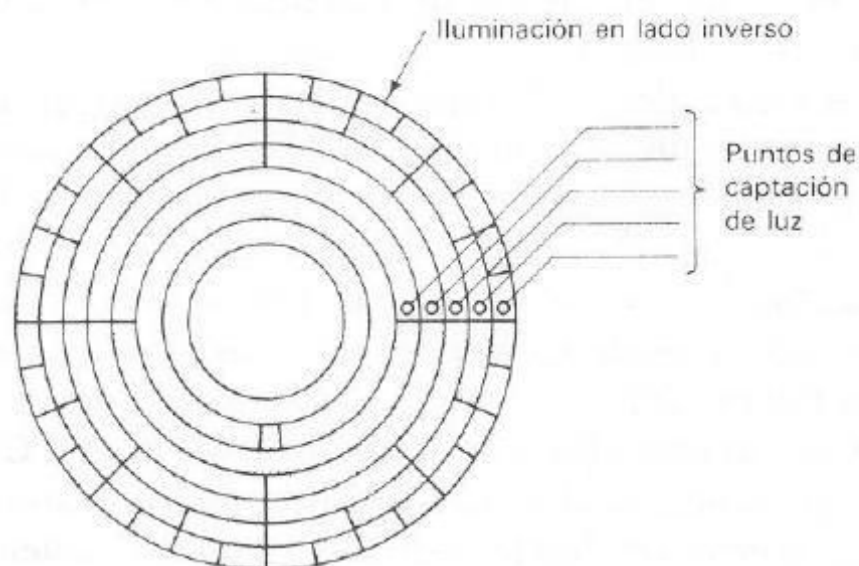


Figura 12-15. Codificador espacial que utiliza un sistema de conteo binario.

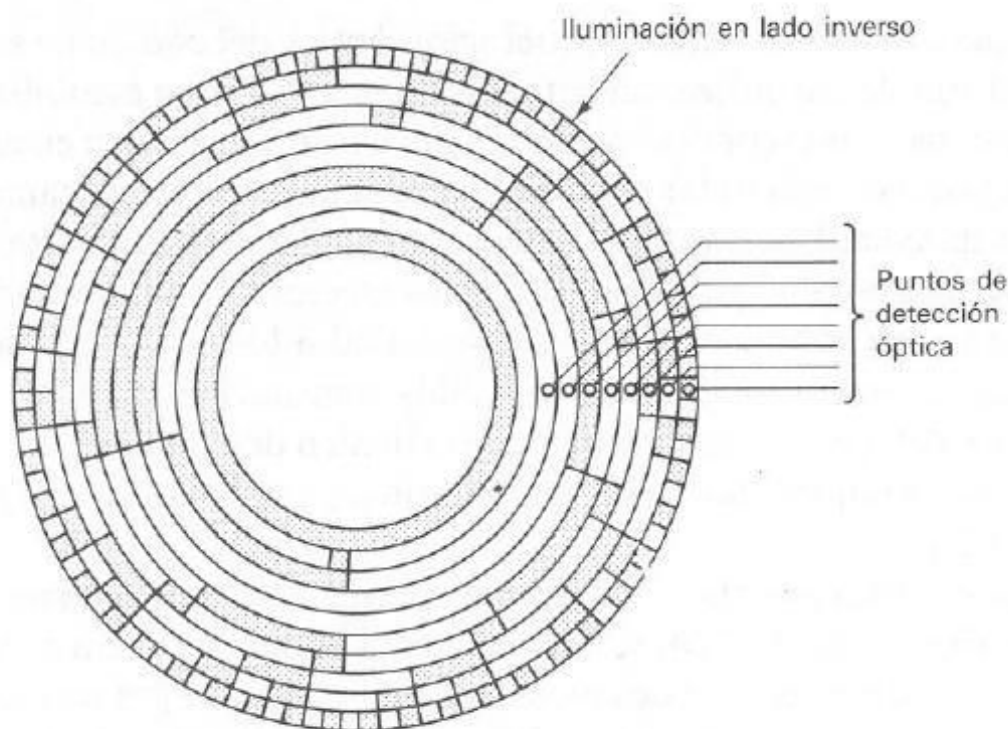


Figura 12-16. Convertidor de disco en decimal codificado en binario capaz de entregar lecturas desde 0 hasta 99. Ya que el conmutador externo está dividido en 100 segmentos, la posición angular del disco tiene una resolución de 3.6° .

y se crean mediante procesos fotográficos. El vidrio se utiliza a menudo en los codificadores de eje para un disco codificado, ya que es estable, no tiende a pandearse y es transparente a la luz.

Un problema serio con los codificadores de eje que utilizan patrones de disco (figuras. 12-15 y 12-16) es que cuando la salida del codificador cambia de un valor a otro, si algunos de los bits cambian antes que otros, las salidas serán incorrectas. Aunque permanecen durante un rango pequeño de la posición del eje, no hay garantía de que la flecha no adoptaría esta posición crítica.

Una solución a este problema es proporcionar dos registros de detectores para cada una de las pistas excepto para el bit menos significativo, como se muestra en la figura 12-17. La teoría en relación a este tipo de codificadores es que cuando el bit menos significativo cambia de 0 a 1, ninguno de los bits de orden superior cambia su estado. Se utilizan dos detectores para cada pista de codificación excepto para el bit menos significativo. Un detector se llama de adelanto y el otro de atraso. Se utiliza un esquema de codificación para seleccionar el detector de adelanto o atraso de un bit relativo al estado de los bits de orden inferior.

Si el bit menos significativo es un cero lógico, el detector de adelanto del siguiente bit significativo puede dar una lectura ambigua, pero el detector de atraso, más cerca del centro del segmento, leerá correctamente. De otra forma, cuando el detector del BMS está a un 1 lógico, el detector de atraso del siguiente bit significativo puede dar una salida falsa. El detector de adelanto será correcto. La elección del detector de adelanto o atraso será hecha a partir del estado de los detectores menos significativos utilizando la lógica mostrada en la figura 12-17.

Otra solución al problema es el uso de un código distinto del código binario. Como se explicó anteriormente, si uno de los bits del número binario cambia prematuramente a un punto de rotación del eje, el error resultante podría ser significativamente

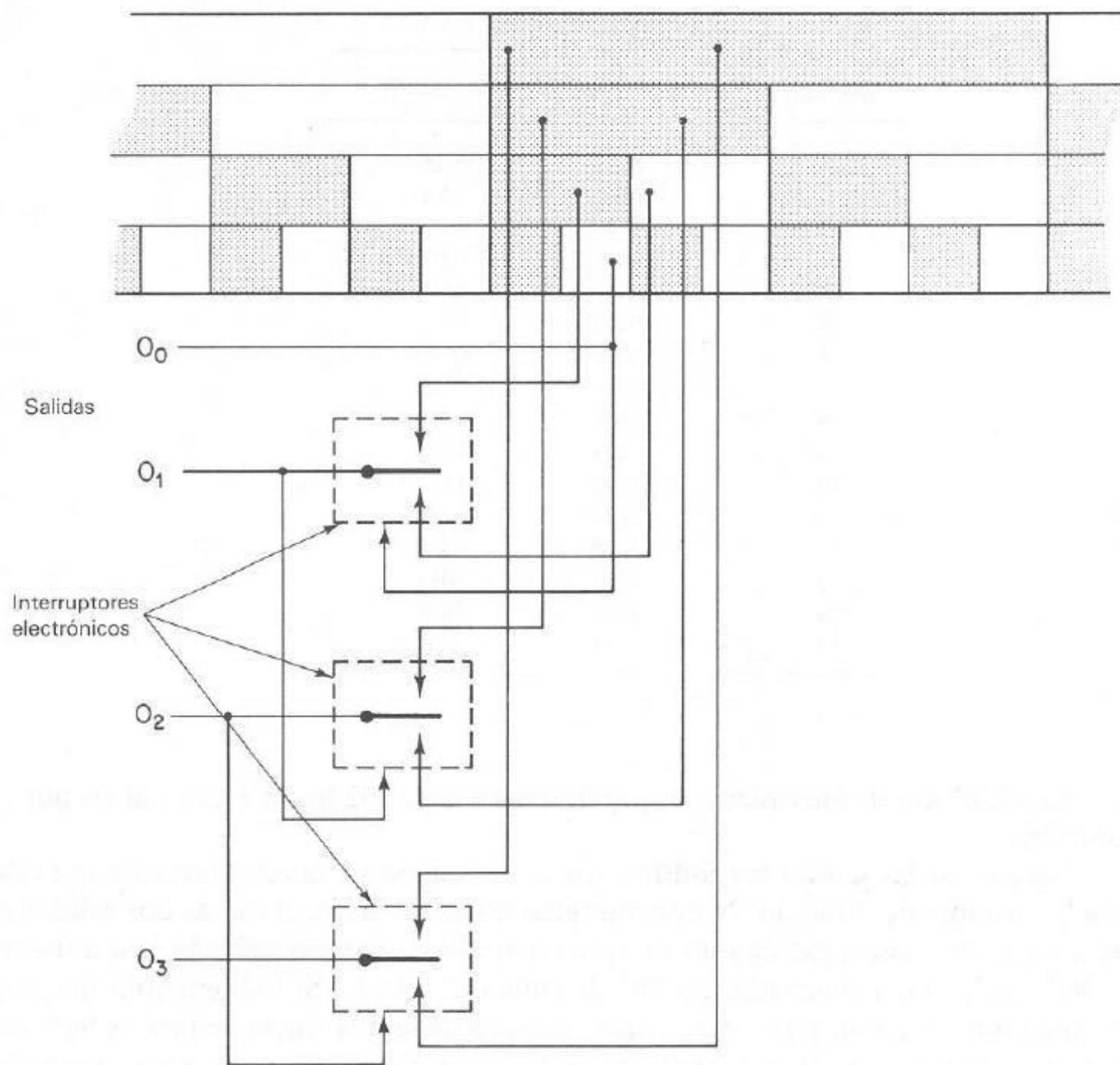


Figura 12-17. Escobillas en V, o detectores y la lógica asociada.

grande. Lo que se necesita es un código donde sólo un bit cambie a la vez. Tal es el código llamado código Gray o código binario reflejado. La tabla 12-1 muestra varios números y sus códigos binario y Gray.

Un codificador de eje que proporciona una salida en código Gray tendría sólo el cambio de un bit para valores subsecuentes, y por lo tanto no sería problema el cambio de un bit antes que otro. Existen circuitos integrados convertidores de código para la conversión del código Gray al código binario; sin embargo, muchos sistemas pueden beneficiarse con un microprocesador que realice la conversión.

En muchas aplicaciones la posición del eje no es un factor importante, pero el movimiento relativo lo es: esto es, en sentido horario o antihorario, y la cantidad de rotación. El codificador sencillo que se muestra en la figura 12-18 se utiliza para este propósito. Este codificador cuenta con dos salidas como se puede ver en la figura. La resolución del codificador (v. g. el cambio más pequeño en una posición discernible) se establece por el número de pulsos de salida disponibles por revolución del eje.

TABLA 12-1 CODIGOS BINARIO Y GRAY

Decimal	Binario	Gray
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000

Los codificadores de eje típicos proporcionarían desde 32 hasta 1 024 pulsos por revolución.

Nótese que las salidas del codificador de eje son ondas cuadradas para una velocidad constante de rotación. Nótese también que la relación entre las dos salidas representa la diferencia del ángulo de fase igual a 90° . Esto es, 90° de una duración de 360° de la onda cuadrada, no 90° de rotación del eje. Si hubiera sólo un pulso de salida por rotación, este sería el caso. A causa de la diferencia de fase de 90° , este tipo de codificador se llama codificador de cuadratura, con una salida etiquetada como salida de fase de entrada y la otra como salida de cuadratura.

Cada salida puede ser utilizada para determinar la cantidad de rotación del eje. Si, por ejemplo se dan 256 pulsos de salida por revolución, cada pulso de salida significaría una rotación de 1.4° . Sin embargo, la dirección de rotación queda sin conocerse.

Para determinar la dirección de rotación, se utiliza un simple circuito como se muestra en la figura 12-18. Para analizar la operación de este circuito, las ondas cuadradas mostradas en la figura se pueden mover transversalmente en ambas direcciones de izquierda a derecha rotación en el sentido horario, o de derecha a izquierda para rotación en el sentido antihorario. La forma de onda inferior funciona como reloj para el estado de la forma de onda superior en el biestable tipo D. Cuando la rotación es en el sentido horario, las transiciones positivas siempre se sincronizan con el estado 1 de la forma de onda superior.

En la dirección opuesta, las transiciones positivas de la forma de ondas inferior se sincronizan en un estado lógico 0 en el biestable tipo D. En consecuencia, la salida Q del biestable tipo D indica la dirección de la rotación, mientras que las transiciones positivas del codificador indican la cantidad de rotación.

Nótese que una transición positiva del codificador en una dirección se convierte en una transición negativa en la dirección opuesta. Si el codificador de eje cambia

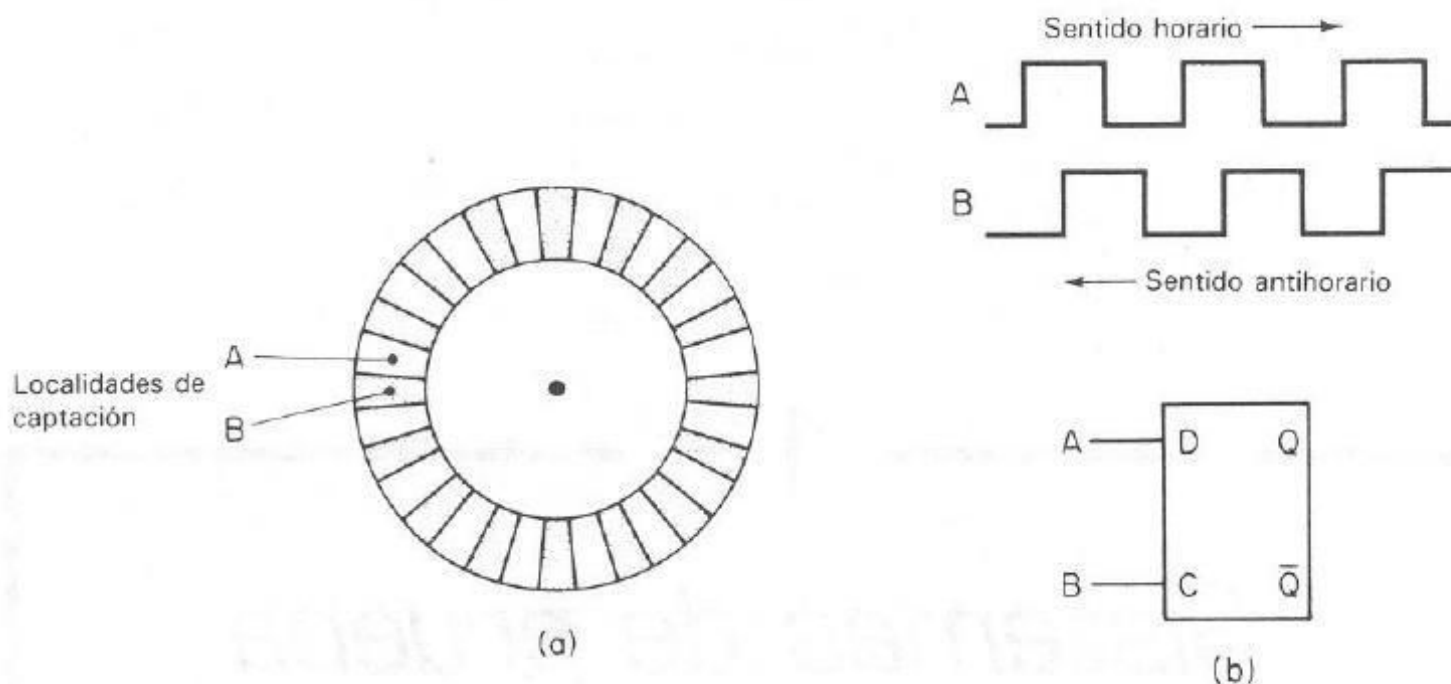


Figura 12-18. Codificador de eje y la lógica asociada.

justo después de una transición positiva y en dirección opuesta, la primera transición encontrada será una transición negativa y la rotación del eje no será reconocida sino hasta la segunda transición en la dirección opuesta. Al área se le llama zona muerta y puede ser tanto una ayuda o un obstáculo, dependiendo del sistema.

BIBLIOGRAFIA

- 12-1. Bartholomew, Davis, *Electrical Measurements and Instrumentation*, capítulo 7. Boston: Allyn and Bacon, Inc., 1963.
- 12-2. *How to Use Shaft Encoders*, Datex Division, Conrac Corporation, 1965.
- 12-3. *Logic Handbook*, Digital Equipment Corporation, Maynard, Mass., 1967.
- 12-4. *Magnetic Tape Recording Handbook*, Application Note AN-89, Hewlett-Packard Company, Palo Alto, Calif., 1967.
- 12-5. Ryder, John D., *Electronic Fundamentals and Applications*, 3a. edic., capítulos 14, 15. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1964.
- 12-6. Thomas, Harry E., and Clark, Carole A., *Handbook of Electronic Instruments and Measurement Techniques*, capítulo 6. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1967.

Sistemas de prueba controlados por computadora

13-1 INTRODUCCION

Quizás uno de los avances más valiosos y eficaces en el desarrollo de equipo de prueba son los sistemas de prueba y evaluación controlados por computadora, algunas veces conocidos como equipo de prueba automático (ATE, por sus siglas en inglés). La necesidad de la computadora no es muy extensa y por eso las “computadoras” del tipo calculadora se utilizaron en algunos de los primeros sistemas ATE.

Se requieren tres componentes para un sistema de prueba operado por computadora. Primero, se debe disponer de equipo de prueba compatible con computadora, y se ha de utilizar suficiente equipo de prueba para efectuar las mediciones necesarias. Segundo, hay que usar una computadora. El *software* debe estar disponible para que lleven a cabo las pruebas deseadas y presentar los datos en la forma correcta. Y finalmente, se requiere un sistema de comunicaciones que permita la comunicación veraz entre computadora y equipo de prueba.

Se pueden efectuar numerosas tareas mediante un sistema de prueba operado por computadora, y no es posible presentar todas las pruebas posibles. Se describen pruebas para dar una idea de las posibilidades que representa un sistema de éstos, las cuales son interminables.

13-2 PRUEBA DE UN AMPLIFICADOR DE AUDIO

La figura 13-1 muestra un diagrama de bloques de un sistema de prueba automático para analizar un amplificador de audio. Esto podría utilizarse en la industria como la prueba final de una línea de producción o como un medio de investigación para evaluar la confiabilidad de un amplificador respecto al tiempo o en condiciones ambientales extremas.

Primero, el amplificador se conecta al sistema de prueba, lo cual entraña una operación manual. Algunos sistemas refinados cuentan con conectores especiales para que la conexión con el sistema de prueba automático se realice mediante una sencilla operación. Esto es aún más frecuente en sistemas comerciales o militares, donde las pruebas automáticas se realizan después que el equipo sale de la fábrica, como parte de un programa de mantenimiento. El amplificador de audio en prueba puede requerir el ajuste de varios interruptores u otros controles, lo que significa más operaciones manuales. Después de estas tareas sencillas, la prueba puede ser automática.

La computadora ejecuta tres tareas básicas: suministra estímulos a la unidad en prueba y determina la respuesta de dicha unidad a esos estímulos; después la respuesta se analiza y presenta los datos de distintas maneras.

Para la prueba de un amplificador de audio, el estímulo es la aplicación de una señal de entrada de audio. La determinación de la respuesta del amplificador representa la medición de la potencia de salida o de la distorsión armónica con un wáttmetro o analizador de distorsión. El análisis de datos podría requerir el cálculo de la ganancia del amplificador o el porcentaje de distorsión, y compararlos con los valores máximo o mínimo permitidos.

En el caso del amplificador de audio, la computadora aplica el voltaje de alimentación de ca y mide la corriente de la fuente. De esta forma se verifican los amplificadores con componentes defectuosos que demandan una excesiva corriente; si encuentra alguna, se termina la prueba de inmediato para prevenir cualquier daño a la unidad o al sistema de prueba.

Si la corriente de fuente está por abajo del rango de operación normal, indica que hay una parte defectuosa en el amplificador, y la prueba podría terminarse o con-

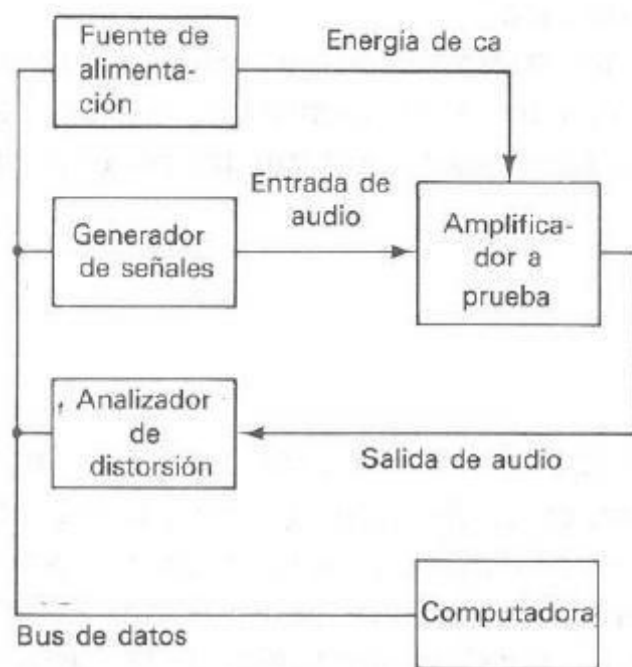


Figura 13-1 Sistema de medición controlado por computadora para la prueba de un amplificador de audio.

tinuarse para ubicar el problema. Generalmente, una corriente pequeña de fuente no daña la unidad en prueba ni al sistema de prueba, de manera que el estudio puede continuar. Por ejemplo, si se prueba un amplificador estéreo y la corriente de fuente es baja, uno de los amplificadores podría estar defectuoso; y pruebas posteriores revelarían cuál amplificador es el que está dañado.

Supóngase que la corriente de la fuente de alimentación es normal; el sistema de prueba operado por computadora suministra una señal de entrada al amplificador y analiza la señal de salida. Para llevar a cabo esto, la computadora controla un generador de señales, de manera que es capaz de establecer la frecuencia y la amplitud de la señal de prueba. Además, se requiere algún instrumento de análisis de señal y evaluar la salida del amplificador, para determinar si la unidad realiza la función encomendada. Esto requiere que los datos sean recibidos a partir de un instrumento de análisis.

Es factible efectuar varias pruebas en el amplificador de audio. La ganancia del amplificador puede ser determinada mediante la medición de la potencia de salida en la carga. La computadora establece la amplitud de la señal de entrada y recibe la salida de potencia del instrumento de análisis de señal. Un cálculo sencillo determina la ganancia del amplificador y ésta es manipulada por la computadora. Se puede medir la distorsión armónica. Para esto se requiere que el analizador de distorsión armónica se ponga en cero y los resultados se transmitan a la computadora. El ruido del sistema también se puede medir. En este caso, la señal de entrada se debe retirar, lo cual significa controlar la fuente de señal y leer el nivel de ruido resultante en el instrumento de análisis de salida.

La respuesta en frecuencia se puede medir mediante la variación de la frecuencia de la fuente de señal mientras que se mide el nivel de salida en el analizador de salida. Las mediciones del nivel de salida es la fuente para el cálculo de la respuesta en frecuencia. La respuesta transitoria y las distorsiones de intermodulación también se pueden medir mediante el control de la fuente de señal y el instrumento que mide la salida.

Todas las mediciones previas se pueden repetir para diferentes valores del voltaje de línea. Por lo general, se efectúan pocas pruebas a voltajes de línea altos y bajos mientras que amplias pruebas se realizan a voltaje de línea nominal. Si la unidad se operara sobre un amplio rango de temperatura, se deben repetir varias mediciones a distintas temperaturas colocando la unidad en prueba en una cámara ambiental, la cual también sería controlada por la computadora.

Si una fuente de señal capaz de suministrar un rango variado de señales se utiliza con un analizador de distorsión/onda versátil, sólo dos instrumentos se requieren del equipo de prueba para este sistema de prueba automático; y aunque las pruebas son amplias, este sistema es relativamente sencillo.

13-3 PRUEBA DE UN RADIORRECEPTOR

Como ejemplo adicional, considérese la prueba de un radiorreceptor mediante un sistema de prueba automático (figura 13-2). Como en el ejemplo anterior, el receptor se conecta al sistema de prueba automático y los controles e interruptores necesarios se colocan en las posiciones correctas. Un generador de señales proporciona la señal de entrada de RF y la modulación. Después de las pruebas habituales de la corriente

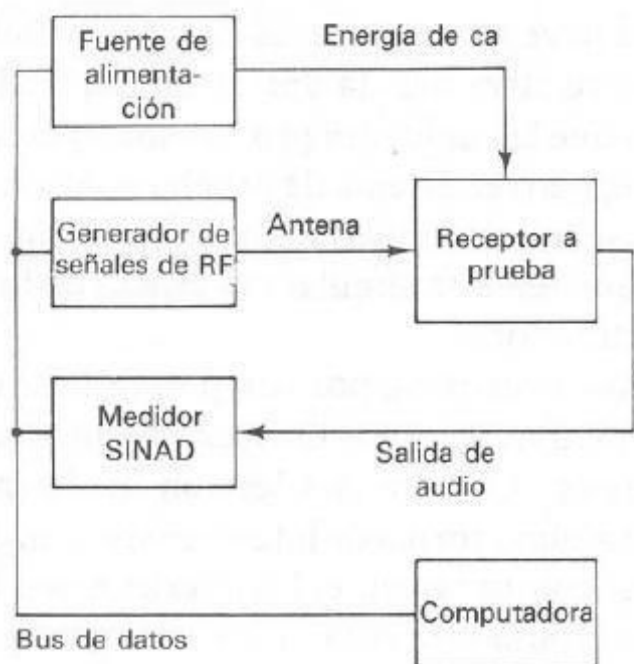


Figura 13-2 Sistema de medición controlado por computadora para la prueba de un radioreceptor.

de entrada de alimentación, la sensibilidad del receptor se mide mediante el ajuste del nivel de salida del generador de RF mientras se toma lectura de la razón señal a ruido de la salida del receptor, la mayor parte de las especificaciones de sensibilidad del receptor requieren que la razón señal a ruido de salida sea mayor de cierto valor, como 6 o 10 dB, lo cual se puede determinar mediante un analizador de señal de audio o un medidor de razón señal más distorsión con respecto a la distorsión (SINAD). En este caso el nivel del generador de señal de RF se modula con una frecuencia específica, típicamente a 1000 o 400 Hz, da la desviación especificada para modulación en frecuencia, o porcentaje de modulación para modulación en amplitud, y el nivel se disminuye de manera continua hasta que el SINAD o razón señal a ruido se reduzca al mínimo. En este punto el nivel del generador de señal se detiene y la computadora lee el valor. La selectividad del receptor se mide mediante la variación de la frecuencia del generador de señal mientras se mide la salida. Una opción es medir el voltaje AGC del receptor, lo cual se logra con una conexión especial de prueba que se hace fácilmente para un radioreceptor.

Si el receptor tiene un dial sintonizado manualmente la prueba de la exactitud requiere que un operador ajuste el dial mientras se observa la exactitud. Cuando se requiere la intervención humana, se puede programar la computadora para proporcionar un mensaje, por ejemplo un mensaje en el CRT, como "ajuste el receptor a 550 kHz, presione 'enter' cuando esté listo". Esto permite que un operador con poca experiencia realice tareas complejas; pero esto no es tan efectivo como un sistema de prueba automático, donde no se requiere intervención alguna.

Los dos ejemplos fueron de pruebas que se pueden realizar manualmente con equipo de prueba convencional. La ventaja significativa de las mediciones por computadora es que las mediciones se realizan con más rapidez o con un costo inferior, debido a la reducción de costos del trabajo. Ahora bien, en algunas aplicaciones de mediciones controladas por computadora, los operadores no pueden manejar el equipo de prueba con los mismos resultados. Un ejemplo es la simulación de señales complejas, por ejemplo la simulación de señales de navegación recibidas por aeronaves. Si la aeronave recibe señales desde más de una ayuda de navegación, la posición relati-

va de la aeronave a cada transmisor de ayuda de navegación que está en tierra, cambia constantemente y la trayectoria de la aeronave relativa a cada una es diferente. Los simuladores de señales de navegación permiten que las unidades proporcionen la simple simulación del movimiento de una aeronave; pero el sistema de prueba controlado por computadora simula con exactitud varias señales de navegación a una aeronave en vuelo. Los computadores de navegación requieren esta simulación exacta de la señal para medir el comportamiento de la computadora.

Una creciente selección de equipo de prueba controlado por computadora se utiliza para sistemas de prueba automáticos, esto permite sistemas muy sofisticados para la prueba de cualquier tipo de sistema electrónico. Cuando la selección de sistemas de prueba programables es grande, es necesaria alguna forma de interface si el conjunto del equipo de prueba disponible debe trabajar conjuntamente. La interface más importante para equipo de prueba operado por computadora es la interface digital para instrumentación programable, IEEE estándar 448 (véase el capítulo 3 en relación a las normas). Esta interface se desarrolló a partir de una interface existente utilizada por varios fabricantes de equipos de prueba y es adecuada para microprocesadores de 8 bits; sin embargo, cabe utilizarla con computadoras de cualquier tamaño o complejidad.

La IEEE 448 estándar se basa en la transmisión de palabras de datos de 8 bits, con un bus de datos paralelo de 8 bits. Se utilizan varios bits de estado para aumentar el dato de 8 bits pero se transmiten por líneas separadas. El sistema 448 es básicamente un sistema de corta distancia para equipo de prueba montado en un gabinete dentro de una habitación y no para la transmisión a largas distancias, vía telefónica ni por cualquier otro medio de comunicaciones. El sistema de *bus* 448 típico consiste de menos de las 15 piezas del equipo de prueba montado en uno o dos gabinetes de instrumentos, con la computadora localizada a unos 10 pies.

La figura 13-3 muestra un diagrama en bloques de un sistema de medición controlado por computadora basado en el *bus* de instrumentación IEEE estándar 448. Un *bus* es un conjunto de alambres de interconexión compartidos por varias piezas del equipo de prueba. Como ejemplo, la figura ilustra cuatro unidades en el *bus*. El *bus* transmite datos hacia dentro y afuera del equipo de prueba. Debido a que el *bus* es compartido, sólo una unidad puede transmitir datos a la vez. Para utilizar la terminología del IEEE 448, una unidad es *hablante* y el resto son *oyentes* (receptores). Al agente de tránsito en este sistema se le llama controlador y típicamente es la computadora, aunque el control se puede transferir a otras unidades. Por lo general, una unidad tiene la máxima autoridad para la asignación del control, y ésta suele ser la computadora principal.

El equipo de prueba utilizado en el sistema IEEE 448 tiene un conector estándar, por lo regular en el panel posterior, el cual permite que la mayoría, si no es que todas, las funciones de la unidad de prueba sean controladas externamente si se aplican las señales apropiadas en el conector. Además, el control local, generalmente los controles del panel frontal, se pueden deshabilitar para prevenir la operación inadvertida desde el panel frontal durante la operación por computadora.

La interface se divide en dos áreas, el *bus* de datos y las líneas de estado o control. Los datos son transferidos en bytes de 8 bits para que sean compatibles con los microprocesadores comunes de 8 bits. Las ocho líneas adicionales, llamadas *líneas*

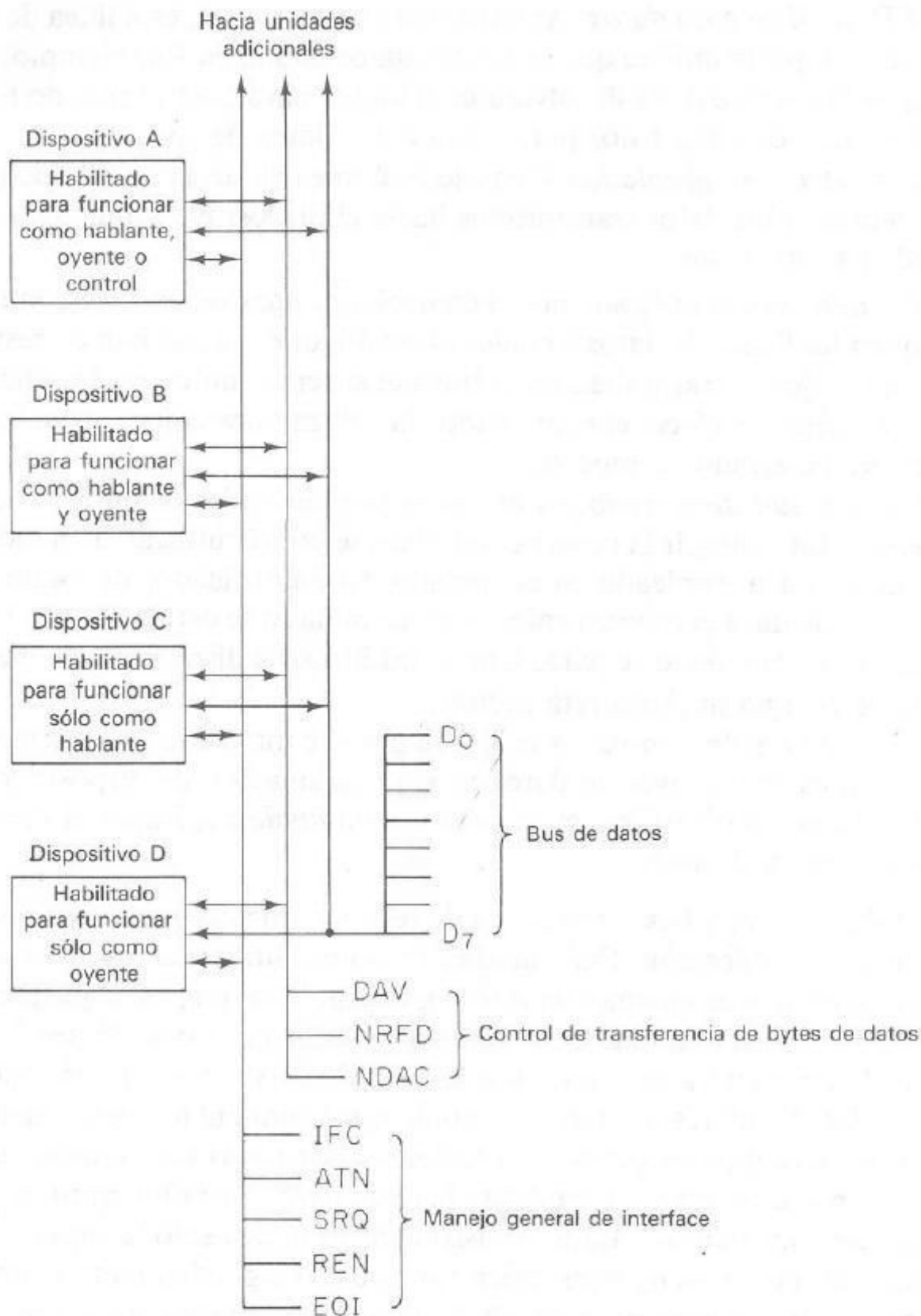


Figura 13-3 Esquema del bus de instrumentación IEEE 488.

de señal de interface transmiten los datos necesarios para la operación del sistema, pero separado de los parámetros de medición. Estas líneas se definen de la siguiente manera:

- DAV, datos válidos.** Esta señal indica que los datos en la línea de datos son válidos. Cuando un dispositivo direccionado debe suministrar una palabra de datos para su procesamiento, se requiere cierta cantidad de retardo de tiempo para que la unidad direccionada obtenga y proporcione a la salida los datos en el bus de datos. Cuando éstos son correctos, la línea DAV adopta un estado lógico cero, lo cual indica que los datos son correctos.

- b) *NRFD, no lista para datos*. Aunque tiene este nombre, esta línea de estado es la que indica que la unidad que recibe los datos está lista. Por ejemplo, una unidad designada como oyente devolverá un 0 lógico para NRFD cuando todos los circuitos internos estén listos para aceptar los datos de entrada.
- c) *NDAC, datos no aceptados*. Cuando esta línea va hacia un 0 lógico, indica que se aceptaron los datos transmitidos hacia el dispositivo y que los nuevos datos pueden ser aplicados.
- d) *ATN, atención*, es utilizada por el controlador para especificar cómo utilizar los datos en las líneas de datos y cuáles dispositivos en el *bus* han de responder. Varios mensajes se transmiten en el bus del sistema junto con la señal ATN.
- e) *IFC, limpiar interface*, el controlador la utiliza para colocar todo el sistema de interface en estado de reposo.
- f) *SRQ, solicitud de servicio*, es utilizada por cualquier dispositivo que requiera servicio e interrumpir la tarea actual. Esto se podría utilizar en el monitor de corriente de línea empleado en el ejemplo del amplificador de audio. Cuando la corriente de línea excede un valor predeterminado se detiene cualquier prueba en desarrollo y la unidad se para. Una señal SRQ del dispositivo de medición de la línea de energía iniciaría esta acción.
- g) *REN, habilitación remota*, es utilizada por el controlador para seleccionar entre dos fuentes alternativas de datos para programación de dispositivos.
- h) *EDI, termina o identifica*, cuando la usa un *hablante*, indica el final de una comunicación multibyte.

NRFD, NDAC, y DAV son líneas de reconocimiento que sirven para transferir cada byte de comunicación. Cada unidad en la línea utiliza la misma línea de reconocimiento y se alambran en una sola *AND*. Esto significa que, para que el estado lógico de la línea sea 1, cada unidad en la línea debe estar en un estado lógico 1. Si sólo una unidad en la línea está en un estado lógico 0, la línea estará en el estado lógico 0. Por lo tanto, el *bus* de interface no es más rápido que la unidad más lenta en la línea. Esto es necesario para que los datos sean recibidos por todas las unidades oyentes.

Los mensajes se transfieren desde los *hablantes* hacia los *oyentes* y están bajo el control del controlador. Algunos instrumentos tienen sólo la capacidad de actuar como *hablantes* o como *oyentes*, mientras que otros pueden realizar ambas funciones. Por ejemplo, un generador de señales lo más probable es que sea un *oyente*. Esto es, la computadora programaría la frecuencia, modulación, amplitud de salida, etc., pero no se requerirá dato alguno del generador de señales debido a que éste no realiza mediciones. Un voltímetro, por otro lado podría ser sólo *hablante*, proporcionando mediciones de voltaje y sin requerir ajuste alguno. Un contador de frecuencia podría ser tanto *hablante* como *oyente*. En el modo *oyente* el contador sería programado para realizar mediciones de frecuencia y de tiempo; entonces puede ser conmutado al modo *hablante* para proporcionar los datos medidos. Esto también se puede realizar con el ejemplo anterior del voltímetro. Como ejemplo, el medidor realizó mediciones tanto de parámetros de ca como de cd, el medidor se fijó en el modo *oyente* y se colocó tanto en modo de cd como de ca; entonces se cambió al modo *hablante* para que proporcionara los datos.

13-4 INSTRUMENTOS UTILIZADOS EN INSTRUMENTACION CONTROLADA POR COMPUTADORA

La mayoría de los instrumentos de prueba requieren circuitos especiales conectados con la computadora mediante interfaces. En algunos instrumentos las modificaciones son sencillas, en otros son complejas. En términos generales, los instrumentos que utilizan cualquier clase de dispositivo mecánico que afectan una medición, como el capacitor variable de precisión, el resistor utilizado en un puente o un galvanómetro, no son accesibles para que se adapten a un sistema de medición controlado por computadora. Medios exclusivamente electrónicos sustituyen los dispositivos mecánicos.

El contador de frecuencia mostrado en la figura 13-4 es uno de los instrumentos simples más fácil de conectar como interface con el *bus* IEEE 488. Debido a que el contador es una máquina digital, la interface es una tarea sencilla. Los datos, que normalmente aparecerían sólo como lectura exhibida, se colocan en el *bus*, un dígito a la vez. Esto involucra tanto un registro de corrimiento o un multiplexor, y es necesario que los circuitos de interface sean compatibles con los requerimientos eléctricos del bus. Como se expuso, el contador de frecuencia puede ser *oyente* o *hablante*. Esto requiere de circuitos de generación y recepción de datos, además de algún método de conmutación entre ambos. Los mensajes recibidos desde la computadora de con-

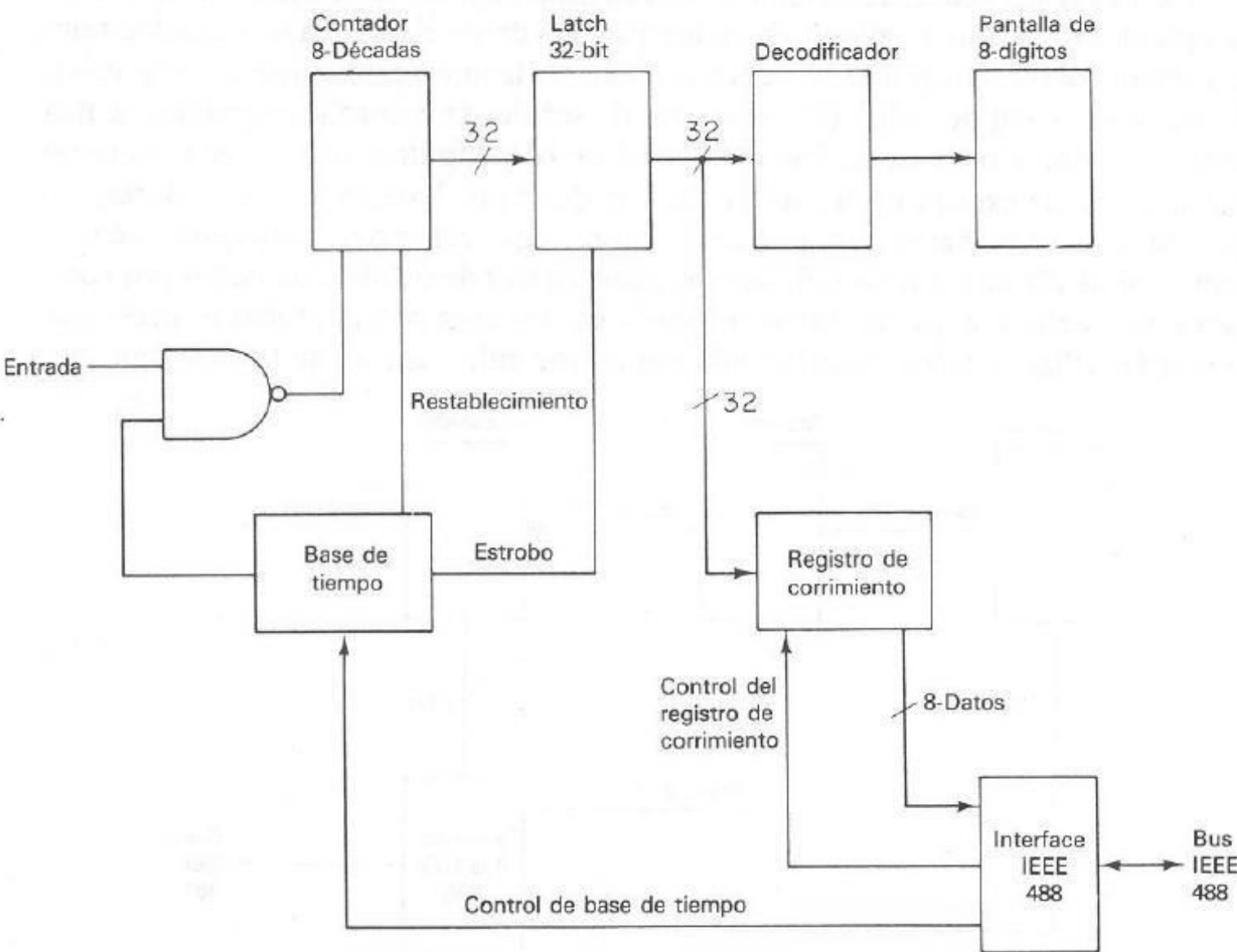


Figura 13-4 Contador de frecuencia modificado para la operación con el bus IEEE 488.

trol se decodifican y controlan tanto si el contador de frecuencia actúa como oyente o como hablante.

Un generador de señales requiere un procedimiento más complicado para hacerlo compatible con la computadora. Varios generadores de señales, como se explicó en el capítulo 8 utilizan osciladores sintonizados mecánicamente y plates diales. Esto origina que ese tipo de generador de señales no sea adecuado para el control por computadora. A menos que se necesite el generador de señales para proporcionar sólo una frecuencia a un nivel fijo, el generador sintonizado, mecánicamente no puede ser usado en un sistema operado por computadora. Aun cuando se utiliza para la tarea sencilla de una sola frecuencia, no habría seguridad para determinar cuándo se movió accidentalmente la frecuencia del generador. Si un contador de frecuencia estuviera en el sistema, sería posible utilizarlo para verificar la frecuencia; sin embargo, si el contador determina que la frecuencia se ha desplazado o modificado, la única alternativa es desconectar el sistema hasta no se corrija la falla. A pesar de las serias desventajas, el bajo costo del generador de señales sintonizado mecánicamente o un generador especial controlado por cristal lo hace atractivo para aplicaciones que requieren una fuente de frecuencia única.

En sistemas más versátiles, el generador de señales es un instrumento sintetizado. La figura 13-5 muestra un generador de señales con control total sobre frecuencia, modulación y nivel de la señal adecuado para conectarlo con sistemas de prueba basados en el bus IEEE 488. Este ejemplo es un generador sintetizado, donde la frecuencia del generador se ajusta mediante entradas digitales desde el bus. La modulación también se controla con facilidad desde el bus mediante la interface electrónica adecuada. El nivel de la señal de salida del generador de señales se controla generalmente mediante un atenuador; en esta área el control de la computadora se vuelve un tanto difícil. Como se expuso en el capítulo 8, hay dos tipos básicos de atenuadores, los tipos pistón y secciones pi conmutadas y ambos requieren movimiento mecánico. El atenuador de pistón no suele utilizarse en generadores de señal controlados por computadoras, debido a que es difícil colocarlo en posición con la precisión necesaria. Se podría utilizar un sistema manejado por motor utilizando algún tipo de transduc-

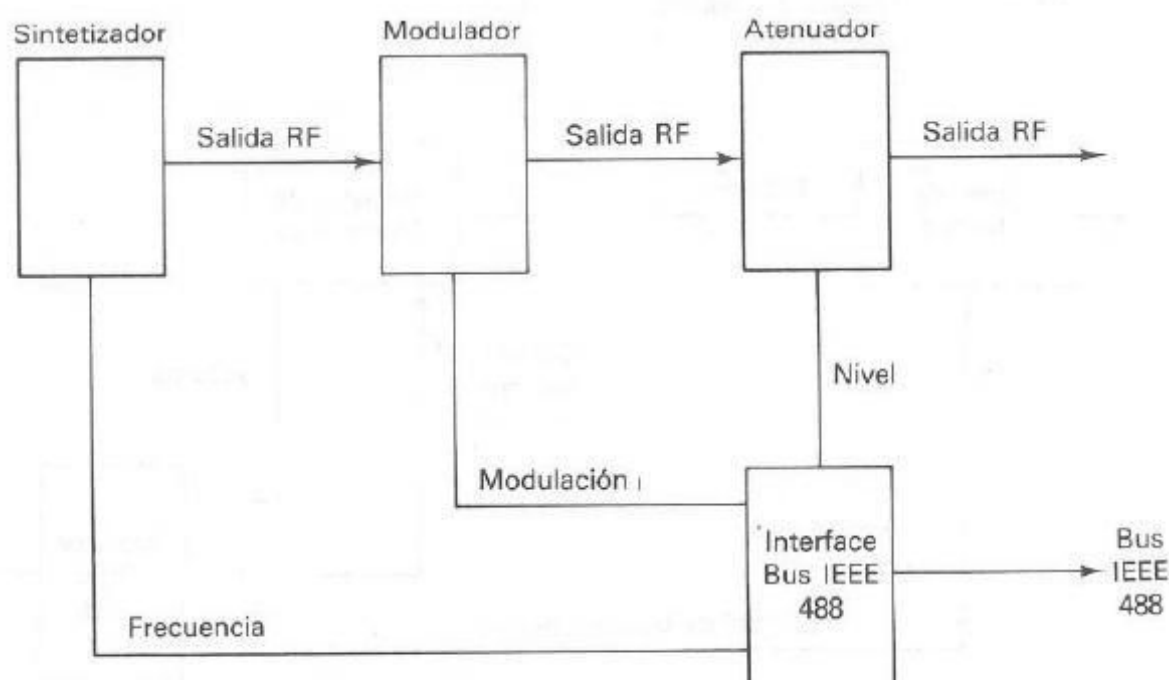


Figura 13-5 Generador de señales sintetizado en interface con el bus IEEE 488.

tor de desplazamiento; pero es factible que esto elimine con rapidez las ventajas del atenuador tipo pistón. Hay dos formas de implantar un atenuador tipo pi: utilizar relevadores electromecánicos en lugar de los conmutadores usados en el atenuador, o implementar circuitos electrónicos equivalentes mediante diodos *PIN*. Estos se estudiaron en el capítulo 8 como atenuadores variables; sin embargo, también funcionan como conmutadores. La figura 13-6 presenta un atenuador que utiliza relevadores en lugar de conmutadores, controlados por computadora. En este ejemplo, las atenuaciones de 0 a 15 dB son programables mediante entradas electrónicas. Los relevadores, dispositivos parcialmente mecánicos, tienen una vida media de algunos millones de operaciones. Esto puede ser aceptable para un atenuador de laboratorio, pero muy objetable para un sistema de prueba operado por computadora donde el número de operaciones puede alcanzar el millón. Cuando el tiempo de vida de los relevadores llega a ser un problema significativo, se utiliza el atenuador de la figura 13-7. En este ejemplo se emplean diodos *PIN*, los cuales eliminan el elemento mecánico y mejoran la confiabilidad. Además de esta mejora, se incrementa la velocidad del atenuador y ya que la velocidad de todo el sistema de medición depende de la velocidad del dispositivo más lento, este incremento se traduce en un incremento general para todo el sistema de medición. La figura 13-8 muestra la fotografía de un ejemplo representativo de un generador de señales programable para usarlo con el *bus* IEEE 488.

Las mediciones de audiofrecuencia y las de receptores de radio requieren el análisis de señales de audiofrecuencia. Como se describió en el capítulo 9, los instrumentos para este análisis son medidores de nivel o voltaje, analizadores de distorsión armónica, analizadores de onda y analizadores de espectro. Los dos últimos son tan similares

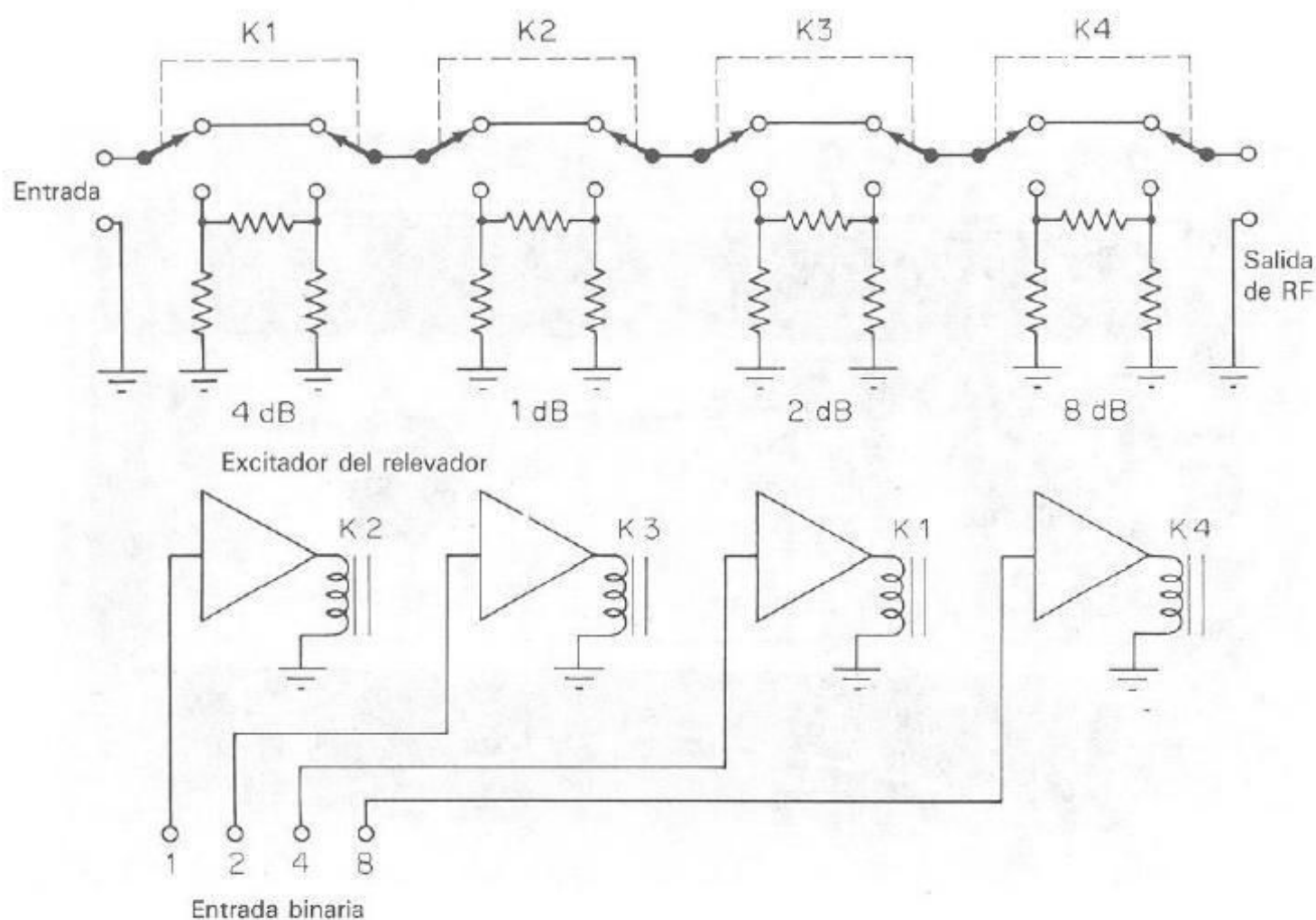


Figura 13-6 Atenuador conmutado por relevadores adecuado para control por computadora.

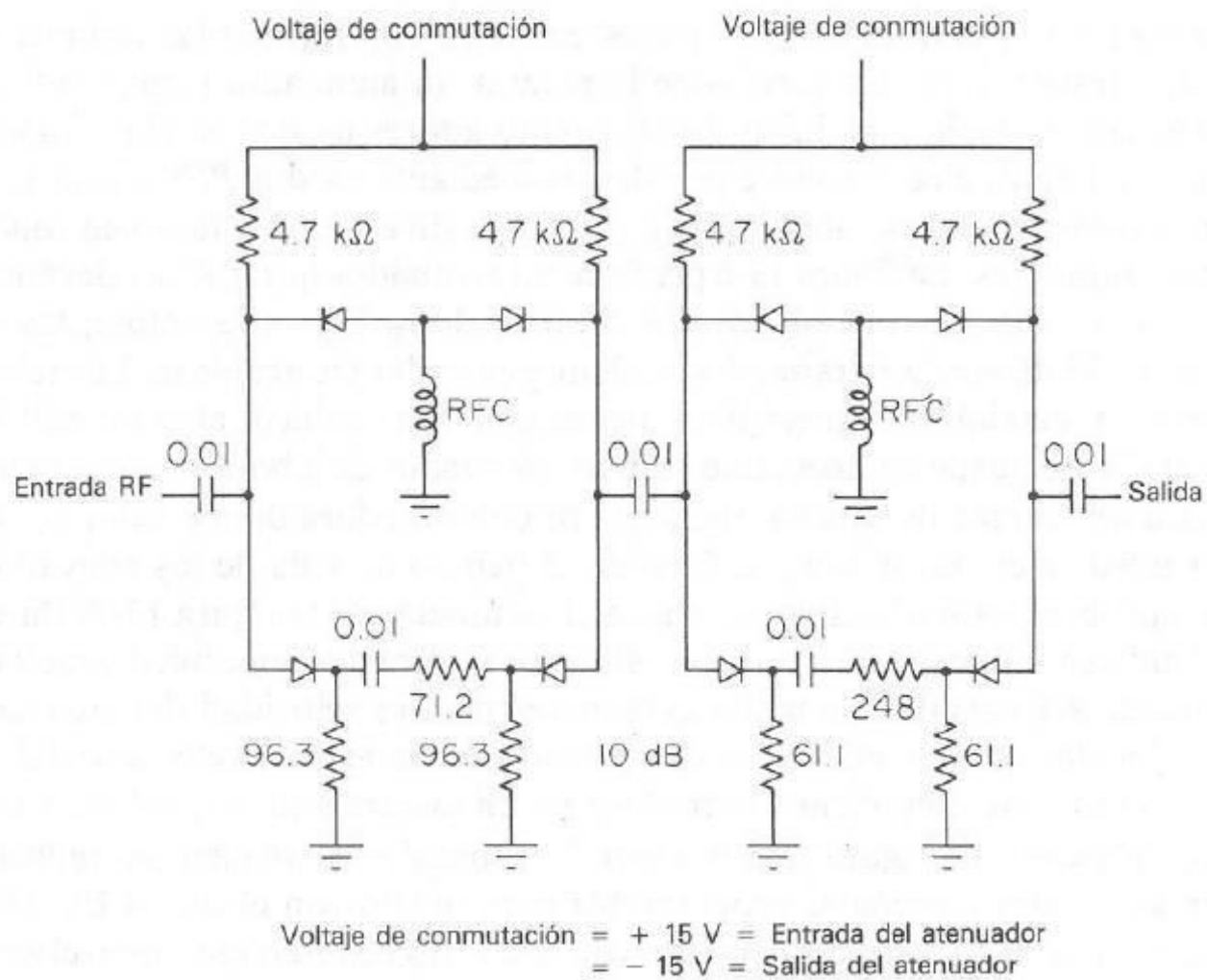


Figura 13-7 Atenuador conmutado electrónicamente que utiliza diodos PIN.

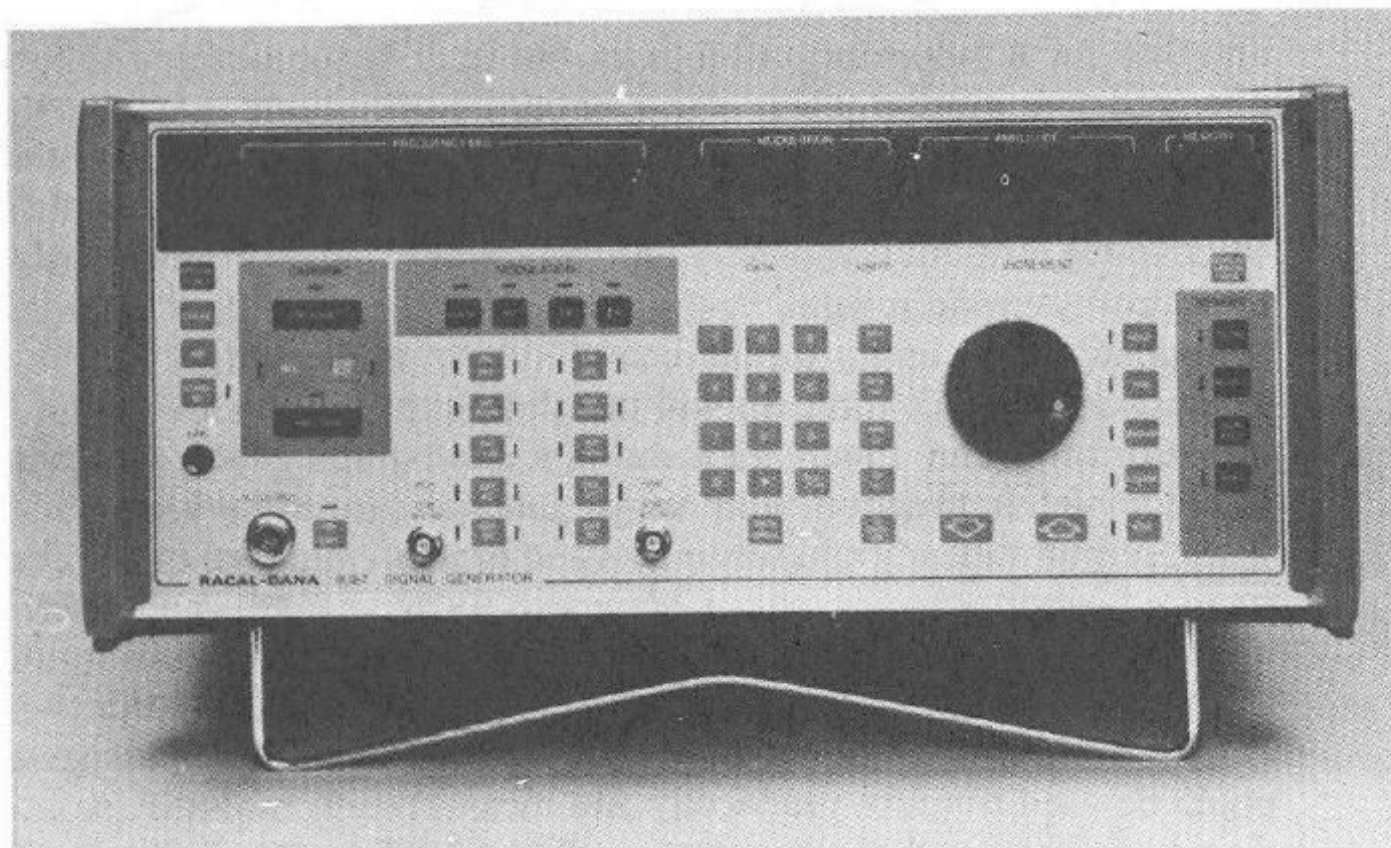


Figura 13-8 Ejemplo de un generador de señales programable para usarlo con el bus IEEE 488. (Cortesía de Racal-Dana Instruments, Inc.)

que en esencia son el mismo instrumento. El analizador de espectro sirve para realizar cualquier medición requerida en el análisis de señales de audiofrecuencia, y en la figura 13-9 se ilustra como interface de una computadora. Las diferencias significativas entre este analizador de espectro y las unidades descritas en el capítulo 9 son el primer oscilador local sintetizado, la sustitución de un atenuador de entrada controlado por computadora y la digitalización de la salida. En lugar de presentar los datos de salida en una pantalla de osciloscopio, la salida logarítmica del amplificador de IF se digitaliza y está disponible en el bus IEEE 488.

No obstante que el equipo de prueba puede estar como interface con el bus IEEE 488, muchos sistemas de medición necesitan equipo de prueba especializado que tendrá que construirse para una tarea específica. Esto da lugar a unidades especializadas de interface para construir sistemas de prueba únicos con más facilidad.

Un ejemplo de una unidad controlada por computadora especializada es un dispositivo de suministro de voltajes de ca de línea nominales, bajos y altos, para equipo de prueba operado con la línea. El circuito real para tal es un transformador con varias terminales y dos relevadores para seleccionar la terminal adecuada. Una unidad de interface IEEE 488 que aplica dos salidas para los dos relevadores requeridos, puede utilizarse para llevar a cabo la tarea (figura 13-10). Es una tarea relativamente sencilla, y se pueden generar funciones especializadas semejantes controladas por computadora mediante una unidad básica de interfaz con *bus* IEEE 488. Un ejemplo de una unidad de conmutación IEEE 488 se muestra en la figura 13-11.

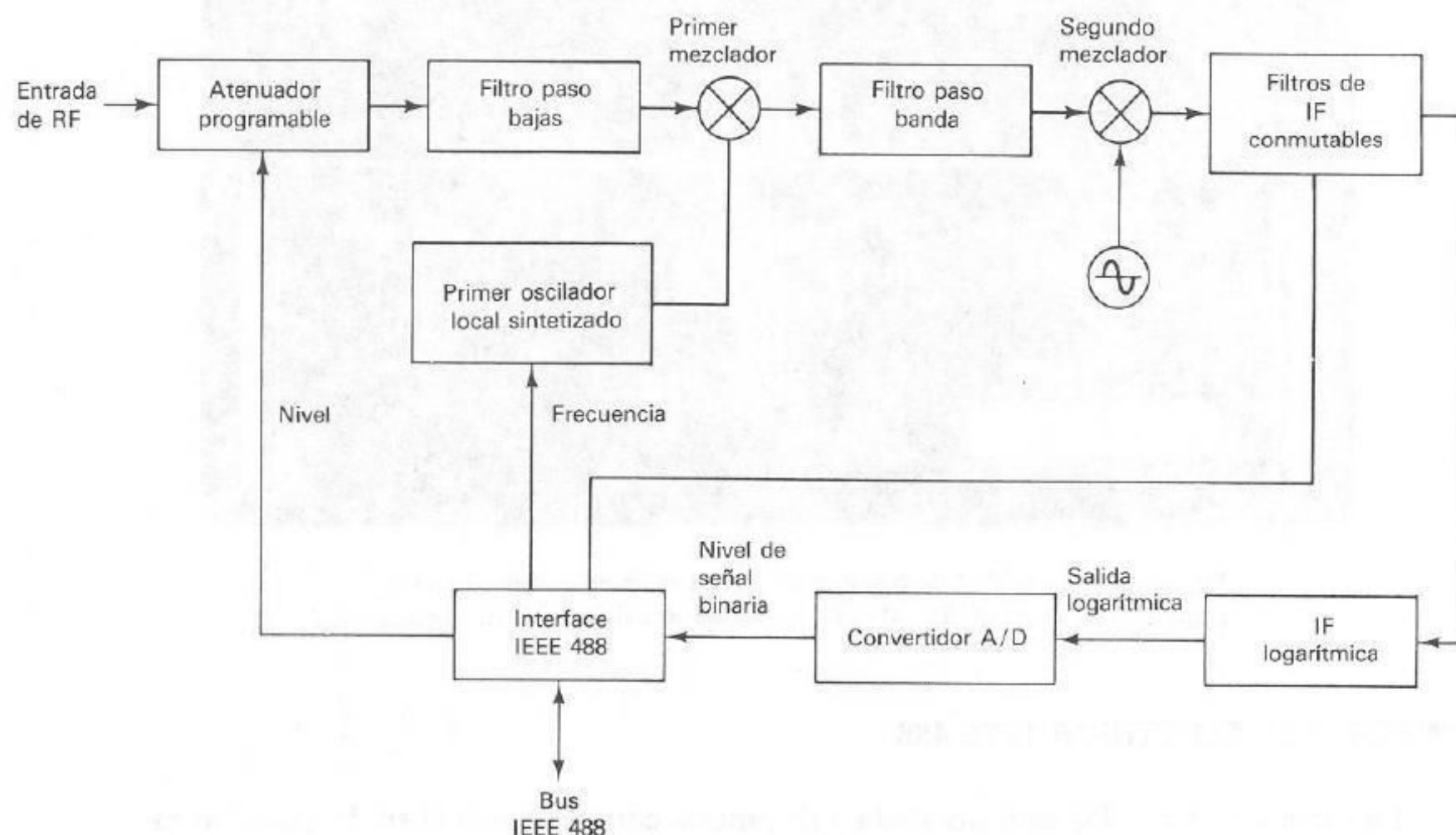


Figura 13-9 Analizador de espectro en interface con una computadora.

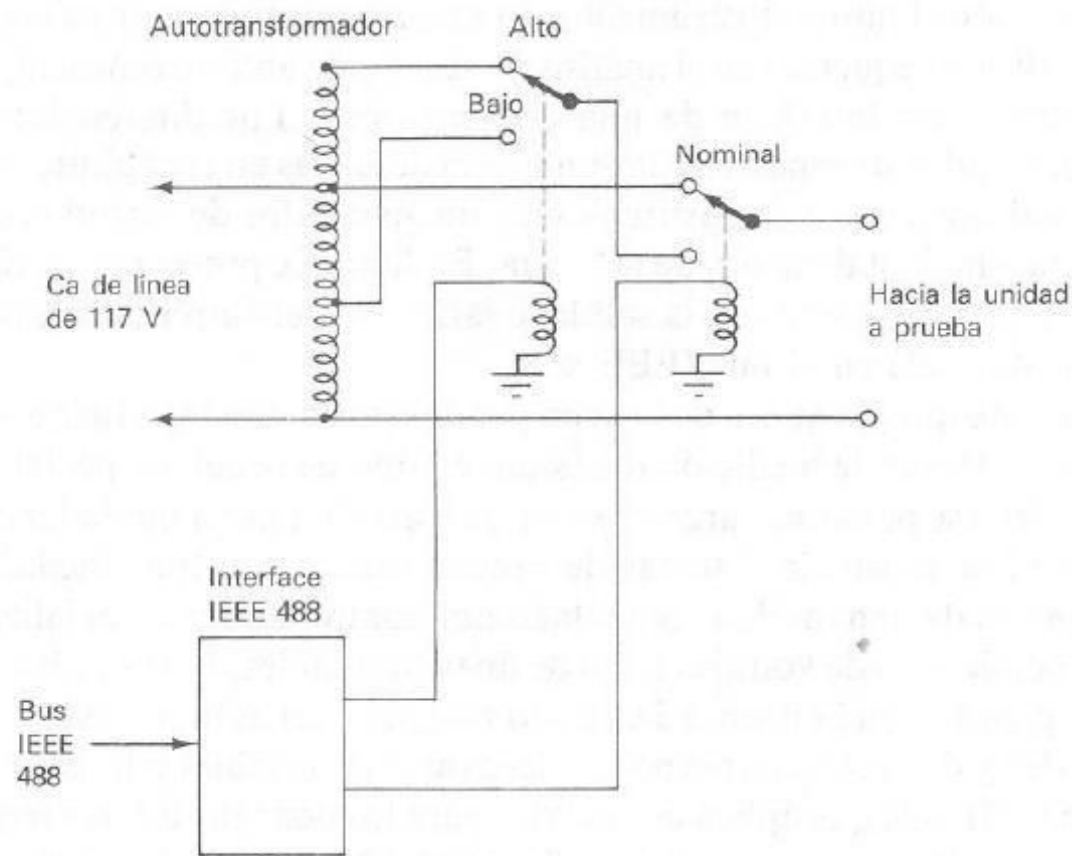


Figura 13-10 Fuente de alimentación de ca ajustable para prueba automatizada utilizando el *bus* IEEE 488.

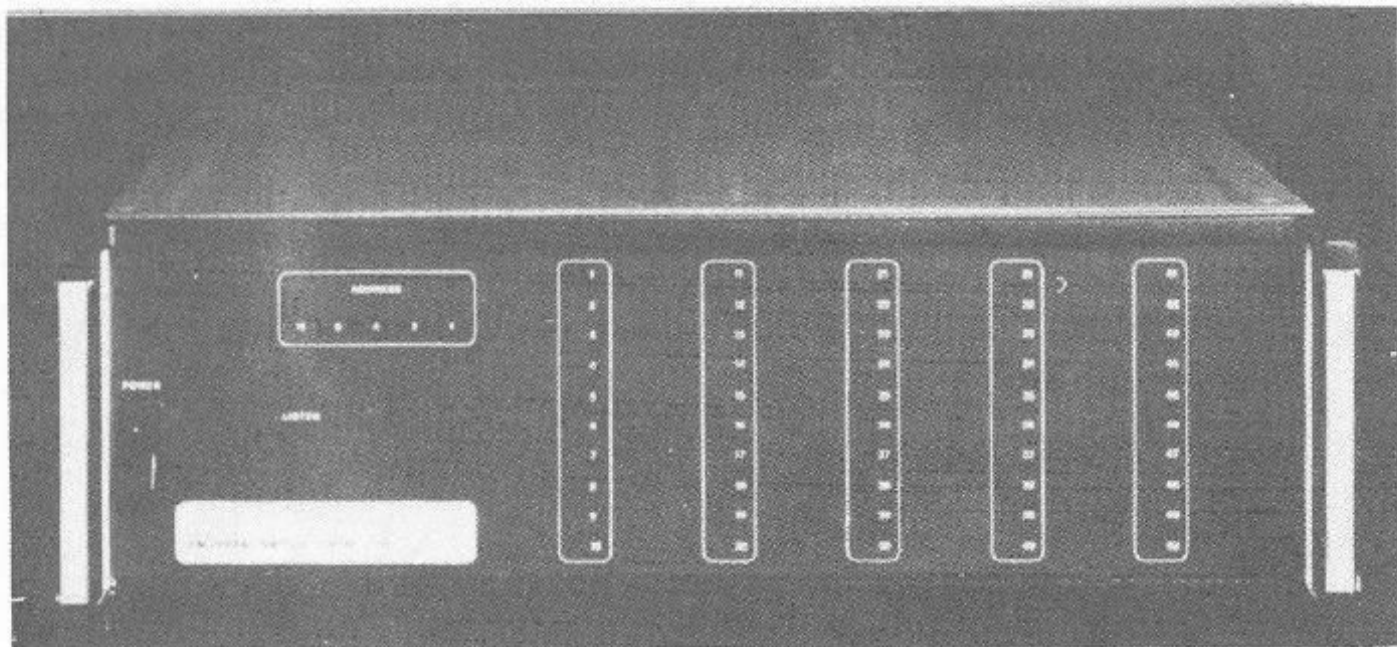


Figura 13-11 Unidad de conmutación para propósito múltiple para emplearla en el *bus* IEEE 488. (Cortesía de Racal-Dana Instruments, Inc.)

13-5 INTERFACE ELECTRICA IEEE 488

La interface IEEE 488 está diseñada a distancias cortas, donde el ruido eléctrico es relativamente bajo. Las distancias típicas son inferiores a los 20 m de longitud total del cable. Todos los instrumentos se colocan en paralelo, y es posible apilar los conectores para que varios instrumentos se conecten en un punto común con el fin de redu-

cir la cantidad de cable utilizado. La velocidad de transmisión de datos utilizada por el sistema depende de la velocidad de cada equipo de prueba individual conectado al cable y al hardware o software de la computadora. El tiempo de respuesta de cada sistema de prueba en el bus variará, de tal forma que aquellos con dispositivos mecánicos, como relevadores, requerirán más tiempo para responder a una entrada que los sistemas completamente electrónicos. Existen algunas excepciones a esto, como el sintetizador de frecuencia donde el tiempo de fijamiento puede ser considerable. Al medir mide la respuesta de frecuencia en un sistema de prueba, es necesario asegurar que el sintetizador de frecuencia esté fijo y estable antes que se realicen las mediciones.

Los niveles lógicos del bus IEEE 488 se basan en los niveles TTL con un estado lógico 0 definido como menor que 0.8 V y un estado lógico 1 mayor que 2.0 V. El manejador lógico se requiere para proporcionar más de 2.4 V de salida para el 1 lógico y menos de 0.5 V para el 0 lógico. Esto genera un exceso de voltaje de 0.4 V para el estado lógico alto y un exceso de 0.3 V para el estado lógico bajo, lo que se conoce como *inmunidad* al ruido. Los niveles lógicos se definen respecto a una tierra común, y no es raro que las tierras de sistemas individuales varíen en algunos cientos de milivolts. Estas diferencias de potencial de tierra tienden a ser señales de alta frecuencia, donde la reactancia de los cables de interconexión es el factor causante y no la resistencia del cable. Es desventajoso incluir cables de tierra de baja inductancia entre las unidades de los sistemas de prueba para reducir al mínimo el ruido de tierra.

Se pueden utilizar excitadores de colector abierto o de tres estados para manejar las líneas DAV, IFC, ATN, REN y EOI. Se debe usar un excitador de colector abierto para las líneas SRQ, NFRD y NDAC, debido a que todas las unidades en el sistema están conectadas a una compuerta AND para estas funciones. Donde sea permisible, se deben utilizar los excitadores de tres estados con el fin de conservar la velocidad del sistema.

La figura 13-12 muestra un excitador de colector abierto como aparecería conectado al bus del sistema. A diferencia de las compuertas de colector abierto normales encontradas en la tecnología TTL, las cuales como su nombre lo indica, nada más que un colector descubierto, el excitador IEEE 488 contiene resistencias de terminación. Estas sirven para proporcionar un voltaje definido en el bus cuando todos los excitadores estén en estado de alta impedancia. La salida de colector abierto disipa un máximo de 48 mA mientras se mantenga menor de 0.5 V respecto a tierra.

El bus receptor es un dispositivo tipo TTL, pero se obtienen mejores resultados cuando se utiliza una entrada de un disparador Schmitt para prevenir exceso de ruido desde que se recibe. El receptor debe contar con un diodo para limitar el voltaje negativo. Debido a que los transitorios negativos se pueden generar a partir de señales con tiempos de elevación rápidos mientras viajan por los cables, el diodo limitador previene daños en el receptor y atenúa la señal en la línea. Los circuitos de compuertas TTL y del disparador Schmitt generalmente tienen este diodo.

El elemento de interface IEEE 488 es tanto excitador como receptor o bien, un transreceptor, y para cada línea que se debe excitar, contiene un excitador de salida, resistencias de terminación, un diodo recortador y un receptor.

El excitador de tres estados IEEE 488 (figura 13-13) tiene tres posibles modos de excitar la salida. El primero es el 0 lógico, el cual permite que pasen hasta 48 mA

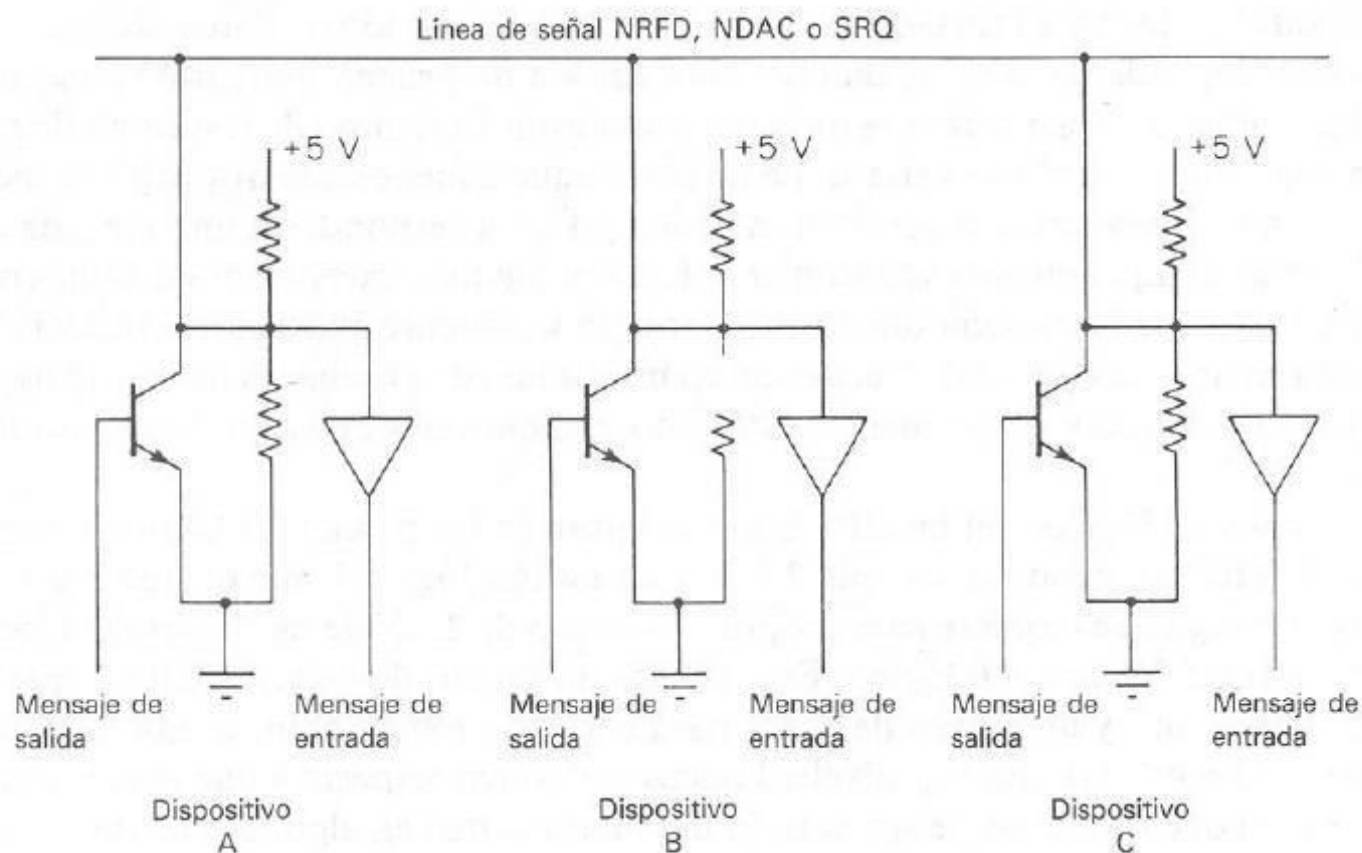


Figura 13-12 Esquema de un transreceptor de colector abierto para bus IEEE 488.

en el dispositivo, mientras que el voltaje del excitador no exceda el 0 lógico. El segundo es el 1 lógico, donde la corriente sale del dispositivo y entra al bus para cargar cualquier capacitancia del cable. A diferencia del excitador de colector abierto, donde las resistencias de terminación proporcionan la corriente para cargar la capacitancia del bus, los excitadores de tres estados pueden proporcionar una corriente considerable. Finalmente, un tercer estado es la condición de alta impedancia de manera que el excitador no cargue la línea, excepto para las resistencias de terminación. En cualquier caso, sea la salida del colector abierto o la de tres estados; los resistores de terminación se requieren para definir el voltaje de la línea cuando todos los excitadores estén en estado de alta impedancia.

El requerimiento del cable no es una dificultad, pero los cables para el sistema IEEE 488 deben satisfacer los siguientes requerimientos básicos. El cable debe ser un cable blindado de 24 conductores con un mínimo del 85% de efectividad de blindaje.

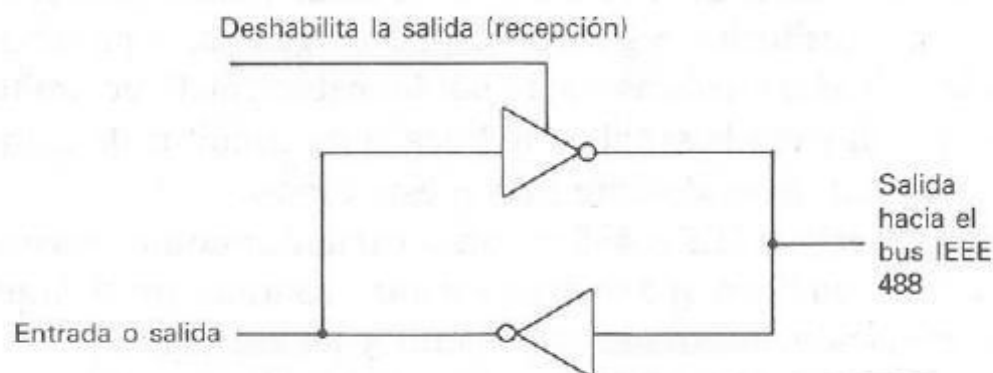
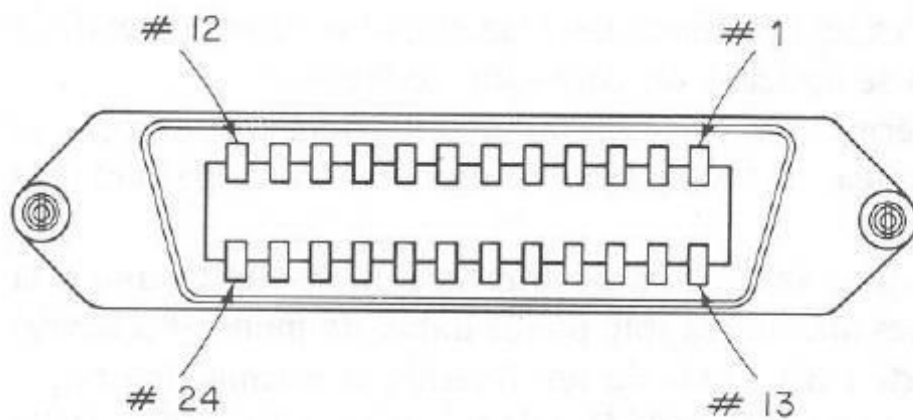


Figura 13-13 Transreceptor bus de tres estados.



Señal de la terminal	Señal de la terminal
1. Data 1	13. Data 5
2. Data 2	14. Data 6
3. Data 3	15. Data 7
4. Data 4	16. Data 8
5. EOI	17. REN
6. DAV	18. Gnd
7. NRFD	19. Gnd
8. NDAC	20. Gnd
9. IFC	21. Gnd
10. SRQ	22. Gnd
11. ATN	23. Gnd
12. Shield	24. Logic ground

Figura 13-14 Asignación de terminales para el *bus* de instrumentación IEEE 488.

Se utilizan 16 de los cables, ocho para las líneas de datos y ocho para las líneas de estado; los cables restantes, para retorno de señales, tierras y blindaje. Las líneas DAV, NRFD, NDAC, IFC, ATN, EOI, REN y SRQ se entrelazan con un alambre de tierra para minimizar la comunicación cruzada. Un arreglo típico de cables es colocar pares trenzados en el centro del cable y los ocho cables de datos alrededor en el exterior.

El sistema IEEE 488 debe ser compatible con el equipo de prueba de uso común y, por lo tanto, se han de definir las asignaciones de conectores y terminales. Se utiliza un conector de 24 terminales con un dispositivo mecánico de fijación con unos tornillos para evitar que los conectores se separen del equipo. Se emplea un conector hembra en el equipo de prueba; en tanto que la mayoría de los conectores de cables tienen terminaciones hembra y macho, de tal manera que los cables se puedan conectar de una unidad a otra. La figura 13-14 muestra la asignación de las terminales utilizadas para el conector del IEEE 488.

13-6 DESCRIPCION DEL CONTROL DIGITAL

Se tienen dos divisiones básicas del sistema de interface desde el punto de vista funcional: *funciones de interface* y *funciones de dispositivo*. El sistema define las primeras que son las mismas para cada sistema de prueba conectado al bus. Esto incluye las funciones para limpiar, restablecer, determinación de estado, etc. Las *funciones de dispositivo* son variables y dependen del tipo de equipo de prueba direccionado. Por

ejemplo, en un generador de señales tendrá funciones relacionadas con el nivel de la señal y la modulación, lo cual no se aplica a un contador de frecuencias.

Aunque hay un conjunto determinado de funciones de interface disponibles, el equipo de prueba no tiene que emplearlas todas, sólo las que sean útiles para el tipo de pruebas que realiza el equipo.

Existen dos tipos de mensajes para la función de interface, mensajes de una sola línea y multilínea. Para los mensajes multilínea sólo puede haber un mensaje a la vez; para mensajes de línea única puede existir más de un mensaje al mismo tiempo.

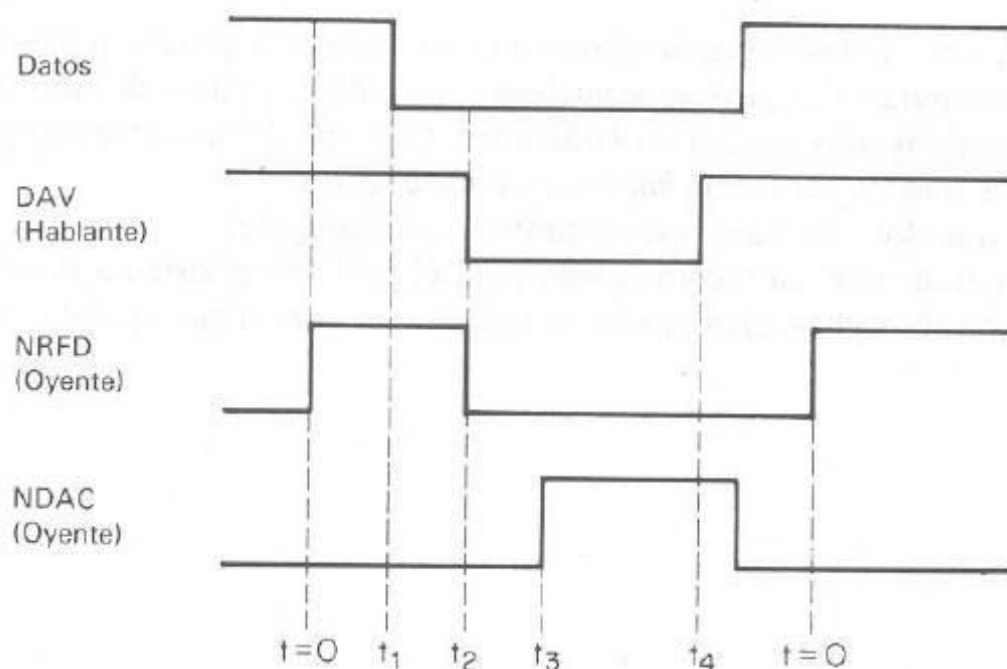
Los mensajes de una sola línea son DAV, NRFD, NDAC, IFC, ATN, SRQ, REN y EOI y ya se estudiaron. La lista de mensajes multilínea es muy extensa y no se analiza aquí.

13-7 EJEMPLO DE CONTROL DE TIEMPO DE UNA SEÑAL EN UNA MEDICION BASADA EN MICROPROCESADOR

Al momento de encendido o el tiempo indicado por el microprocesador, la señal que limpia la interface se fija a un estado lógico 1. Esto inicializa todas las unidades en el bus y deja preparado al sistema para operación. El microprocesador coloca los dispositivos en sus estados predeterminados, al enviar el mensaje limpia dispositivo o DCL. Este es un mensaje multilínea, como se describió en los párrafos anteriores. El procesador envía la dirección de *oyente* de la fuente de energía y continúa con los datos para el dispositivo. La energía se aplica al dispositivo y comienza la prueba. El procesador envía un comando *no oyente* y la fuente de energía no responde para los comandos o datos hasta que se envíe de nuevo la dirección *oyente*. El procesador envía el direccionamiento de oyente del generador de señales, seguido de los datos de la frecuencia y la amplitud para la señal de entrada.

La figura 13-15 muestra el diagrama de tiempos para la transferencia de datos desde la computadora hacia el dispositivo direccionado. En $t = 0$, el *oyente* está listo para recibir datos. Si el sistema incluye más de un equipo de prueba como interface esto indica que cada equipo conectado al bus está listo para recibir datos. Precauciones respecto al equipo de prueba no utilizado conectado al bus, previene que estos equipos deshabiliten el bus. El hablante coloca los datos en el bus y cuando éstos son válidos, la línea DAV cambia a un nivel bajo, lo que indica que los datos son buenos. La señal NRFD va a un estado bajo desde el *oyente*, lo cual indica que no se pueden aceptar más datos hasta que los datos presentes sean eliminados. Una vez que la unidad *oyente* acepta los datos y no requiere más los datos en el bus, la señal NDAC va a un 1 lógico, lo que indica que los datos son aceptados.

Los datos sirven para una variedad de propósitos dentro de la unidad, y después de aplicarlos, la unidad oyente coloca la línea NRFD en un nivel bajo, lo cual indica que se pueden enviar nuevos datos. Este es el retardo de tiempo que más afecta la velocidad del *bus* de datos. Si los datos se utilizan para establecer un atenuador donde se usan relevadores electromecánicos, el retardo de tiempo podría ser de varios milisegundos antes de que se puedan aceptar más datos.



- t_0 El oyente indica que está listo para aceptar datos.
- t_1 Se aplican los datos a la línea.
- t_2 El hablante indica que los datos son válidos.
- t_3 Los datos son aceptados por el oyente.
- t_4 El hablante indica que los datos ya no son válidos y pueden ser cambiados.

Figura 13-15 Diagrama de tiempos de las señales en el *bus* IEEE 488.

La operación del bus IEEE 488 es asíncrona; es decir, debe terminar una tarea antes de comenzar otra. La velocidad de transmisión de datos se puede extender desde lo más lento que sea necesaria hasta 1 Mb/s, que es la máxima especificada.

BIBLIOGRAFIA

- 13-1. IEEE, *IEEE Standard Digital Interface for Programmable Instrumentation* (number 488). New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1978.
- 13-2. Leventhal, Lance A., *Introduction to Microprocessors: Software, Hardware, Programming*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1978.
- 13-3. Short, Kenneth L., *Microprocessor and Programmed Logic*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1980.

PROBLEMAS

- 13-1. ¿Cuáles son los tres requerimientos de un sistema automático de prueba?
- 13-2. ¿Qué es el sistema del *bus* IEEE 488?
- 13-3. ¿Qué limita la velocidad de los datos en el sistema del IEEE 488?
- 13-4. ¿Cómo se transmiten los datos en el bus del sistema IEEE 488?
- 13-5. ¿Qué son las señales de reconocimiento en el *bus* del sistema IEEE 488?

- 13-6. ¿Cuáles son algunas de las funciones/controles de equipo de prueba poco adaptables al control por computadora? ¿Cómo se vuelven controlables algunas de estas funciones?
- 13-7. ¿Qué clase de equipos sólo pueden ser *hablante*? ¿Qué tipo de instrumentos pueden ser *oyente*? ¿Cuáles pueden ser tanto *hablante* como *oyente*?
- 13-8. ¿Qué previene que dos unidades transmitan simultáneamente?
- 13-9. ¿Cuál es la longitud máxima recomendada para el cable en el sistema IEEE 488?
- 13-10. ¿Por qué es preferible utilizar el excitador de tres estados para el manejador del *bus* IEEE 488?

Mediciones en fibras ópticas

14-1 INTRODUCCION

La introducción de fibras ópticas en el campo principal de las comunicaciones electrónicas ha llevado a una nueva dimensión de mediciones. Los nuevos requisitos para la medición de parámetros de la luz no son del tipo comúnmente encontrados antes de advenimiento de las comunicaciones con fibras ópticas. Las mediciones de luz anteriores a las fibras ópticas se relacionaban con la intensidad de la luz en habitaciones con el propósito de evaluar la iluminación, o complejos parámetros relacionados con la investigación de la física. Una de las pocas mediciones de luz realizada en relación con la electrónica sería la medición del espectro y la intensidad de luz, utilizados para evaluar las pantallas de CRT para las terminales de computadoras y otros dispositivos de exhibición de lectura. En los laboratorios de física, los científicos requerirían mediciones de la luz, más especializadas, como pequeños pulsos de luz y espectros de luz más allá del rango de la capacidad óptica del ser humano.

Las comunicaciones con fibras ópticas utilizan energía luminosa no visible para el ojo humano en la región infrarroja del espectro. Para comprender el concepto de espectro, refiérase al capítulo 9. Hay algunas diferencias entre el espectro eléctrico y el de luz. Por ejemplo, se utiliza la longitud de onda, en lugar de la frecuencia para describir la relación de la energía luminosa dentro del espectro. Esto se debe a que los instrumentos para investigar el espectro óptico miden la longitud de onda en lugar de la frecuencia. En los primeros días de la radio, la longitud de onda se utilizó tam-

bién para describir las señales de radio. Las longitudes de onda vinculadas con las comunicaciones con fibras ópticas son muy pequeñas en comparación con las longitudes de onda relacionadas con el espectro de radio. Las dimensiones de las longitudes de onda de la luz son demasiado pequeñas para verlas en comparación con las grandes longitudes de onda de las frecuencias de radio, que pueden medirse en metros, centímetros e incluso milímetros. Las longitudes de onda de la luz se miden en nanómetros, o 10^{-9} metros. La luz visible abarca el rango de 370 a 750 nm; en el espectro visible, la mayor longitud de onda visible es la roja y la más pequeña corresponde al azul. El rango de longitudes de onda utilizado para la transmisión con fibras ópticas está comprendido entre 800 y 1500 nm.

La transmisión por fibras ópticas es posible por el fenómeno de reflexión interna total. Todo material transparente a la luz tiene un índice de refracción. Este índice es la relación de la velocidad de la luz en el vacío con la velocidad de la luz en el material. Cuando la luz golpea una frontera entre dos materiales de diferentes índices de refracción, la trayectoria del rayo de luz se altera de dos maneras. Primero la luz se refleja, lo cual significa que la energía de luz se refleja y no entra en el material al otro lado de la frontera. El resto de la energía de luz penetra en el material, pero la trayectoria del rayo de luz se altera (figura 14-1). Si el material al otro lado de la frontera es de un índice de refracción mayor, el rayo de luz se refracta alejándose de la superficie fronteriza y si el índice de refracción es menor, el rayo se refracta hacia la superficie fronteriza. El valor de refracción, o ángulo de desviación a partir de la trayectoria de la línea recta, está dada por

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{\cos \theta_1}{\cos \theta_2} \quad (14-1)$$

donde: n_1 = índice de refracción del primer material

n_2 = índice de refracción del segundo material

θ_1 = ángulo entre la superficie y el rayo incidente

θ_2 = ángulo entre la superficie y el rayo refractado

(En muchos textos de física los ángulos medidos en el desarrollo de las ecuaciones para la refracción se miden respecto a la normal de la superficie fronteriza. Debido a la naturaleza de la geometría de las fibras ópticas, los ángulos en las ecuaciones anteriores están en relación a la superficie de refracción y no a la normal.)

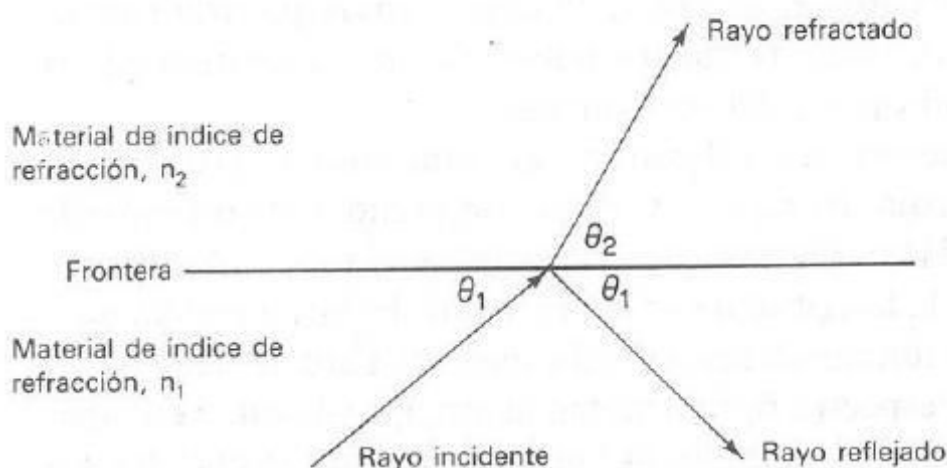


Figura 14-1 Luz reflejada y refractada en la frontera de dos materiales con diferentes índices de refracción.

Si el ángulo entre la superficie fronteriza y el rayo fuera muy pequeño, sería una situación en la cual el valor de la desviación del rayo a partir de la trayectoria en línea recta causa que la energía de luz no entre en el segundo material. Esto ocurre si el ángulo θ_2 es igual a cero lo que se puede expresar como

$$\theta_c = \cos^{-1} \frac{n_2}{n_1} \quad (14-2)$$

Este ángulo, θ_c , se llama ángulo crítico y representa una situación donde se refleja toda la energía de la luz.

En la figura 14-2 se muestra un cilindro angosto de vidrio con un recubrimiento exterior de vidrio con un índice de refracción ligeramente menor. Es una forma simple de la fibra de vidrio utilizada para transmitir información. Al interior de la fibra se le llama núcleo y la capa externa de vidrio se conoce como revestimiento. El cambio de índice de refracción en la frontera entre los dos tipos de vidrio es repentino; ésta es una clase de fibra de vidrio llamada fibra de índice de paso. Todo rayo de luz que se encuentra en la fibra a un ángulo entre la línea central del núcleo y con el rayo de luz, menor que el ángulo crítico θ_c , se refleja totalmente en la frontera entre los dos vidrios. De esta forma nada de energía se pierde hacia el exterior en cada reflexión a lo largo de la fibra óptica. El ángulo del cono que representa los ángulos de entrada aceptables para la reflexión interna total se llama cono de aceptación, se puede calcular considerando la geometría de la fibra.

Considérense los rayos de luz que entran en una fibra óptica (figura 14-2). Supóngase que el extremo de la fibra da al aire. Los rayos de luz que entran en el extremo de la fibra se refractan hacia el eje central de la fibra porque el índice de refracción del vidrio es mayor que el del aire. El ángulo máximo, Φ , produce una reflexión interna al ángulo crítico;

$$\sin \phi = \frac{n_1 \sin \theta_c}{n_3} = n_1 \sin \theta_c \quad (14-3)$$

donde n_2 = índice de refracción del recubrimiento

n_1 = índice de refracción del núcleo

n_3 = índice de refracción del aire, igual a 1

θ_c = ángulo crítico

El ángulo de aceptación es dos veces el resultado de la ecuación (14-3) o

$$\theta_A = 2 \sin^{-1}(n_1 \sin \theta_c) \quad (14-4)$$

donde θ_A es el ángulo de aceptación.

Parte de la energía luminosa que entra en la fibra fuera del ángulo de aceptación se pierde en la refracción con el material de recubrimiento en cada reflexión. Eventualmente toda la energía terminará por perderse a través de la longitud de la fibra.

Otra forma de cuantificar este cono de aceptación es con la llamada apertura numérica y está dada por

$$NA = \sqrt{n_2^2 - n_1^2} \quad (14-5)$$

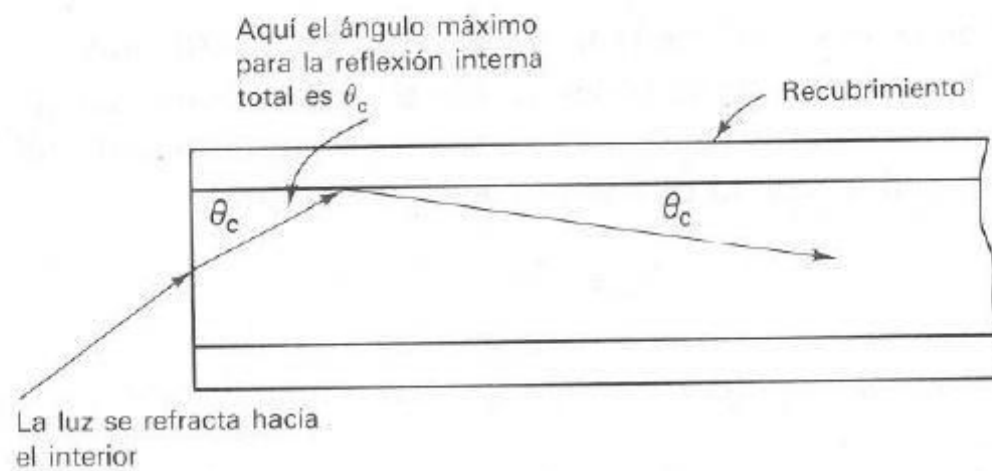


Figura 14-2 Reflexión interna total en una fibra de vidrio.

La apertura numérica es una cantidad más conveniente para utilizarse cuando se realice el cálculo de las pérdidas en un sistema de fibra óptica, en lugar del ángulo de aceptación; esto se explicará después.

EJEMPLO 14-1

¿Cuáles son el ángulo de aceptación y la apertura numérica de una fibra con índice de refracción de 1.47 para el núcleo e índice de refracción de 1.45 para el recubrimiento?

SOLUCION: El ángulo crítico de la fibra es

$$\theta_c = \cos^{-1} \left(\frac{1.45}{1.47} \right) = 9.46^\circ$$

El ángulo de aceptación es

$$\theta_A = 2 \sin^{-1}(1.47 \sin 9.46^\circ) = 27.9^\circ$$

La apertura numérica es

$$NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \sqrt{1.47^2 - 1.45^2} = 0.242$$

Aunque la mayoría de la energía de luz en la fibra se refleja en las fronteras de los dos vidrios, parte de ésta se pierde dentro de la fibra. Parte de la energía de luz es absorbida por el vidrio y a esto se denomina pérdidas de absorción. Algo de la energía se pierde por la reflexión de impurezas o defectos del vidrio y se conoce como dispersión de Rayleigh. Estos defectos son microscópicos y se distribuyen a lo largo de toda la fibra. La luz se dispersa en todas direcciones; un poco de energía se pierde al traspasar el recubrimiento y la demás energía se dispersa desde la fibra hacia la fuente de luz.

Otro tipo de pérdida ocurre cuando la fibra óptica está curvada con un radio pequeño. Algunos de los rayos chocan en la frontera entre el núcleo y el recubrimiento a un ángulo mayor que el ángulo crítico, y se pierde algo de energía de luz en el recubrimiento. A esto se le llama pérdida por microcurvatura.

Cuando la fibra de vidrio se acopla a un emisor de luz, un detector de luz u otra fibra, la unión entre la fibra y la otra entidad no es perfecta, por lo que ocurre una

pérdida en la frontera. Cualquier energía de luz que entre en la fibra fuera del cono de aceptación se pierde a través del recubrimiento. Cuando una fuente de luz tiene un estrecho cono angosto de aceptación respecto a la fibra receptora, no existe pérdida alguna, siempre que la energía luminosa no esté fuera del cono de aceptación de la fibra receptora. Cuando la fibra fuente tiene un amplio cono de aceptación, sí hay pérdida y ésta se calcula con

$$\text{pérdida} = 20 \log \frac{NA_1}{NA_2} \quad (14-6)$$

expresando la pérdida en decibeles; el NA más grande es NA_1 y el más pequeño NA_2 .

EJEMPLO 14-2

¿Qué cantidad de pérdida se experimentará si una fibra con apertura numérica igual a 0.3 es la fuente para una fibra con apertura numérica de 0.242?

SOLUCION: Al aplicar la ecuación (14-6), se puede calcular la pérdida de luz. Esta es la energía que se pierde a través del recubrimiento de la fibra receptora.

$$\text{pérdida} = 20 \log \frac{0.3}{0.242} = 1.87 \text{ dB}$$

Como se puede ver, la longitud de la trayectoria de la propagación de la luz a través de la fibra depende del número de reflexiones dentro de la fibra. Si hay un gran número de reflexiones, la distancia recorrida por la energía luminosa será mayor que si las reflexiones son escasas. Si se aplica un pulso de energía luminosa a una fibra, parte de la energía toma la trayectoria larga y parte la trayectoria corta. La velocidad de propagación de la luz en el vidrio es la misma para ambas trayectorias, y la energía viaja a lo largo de la fibra a diferentes velocidades. Si se aplica un pulso de energía luminosa bien definido a la fibra, el pulso saldrá distorsionado al final de la longitud de fibra, por los diferentes tiempos de llegada de la energía del pulso. A este fenómeno se le llama distorsión modal, lo que limita el ancho de banda útil de la fibra.

Hasta aquí en el análisis de las fibras ópticas se ha considerado la energía luminosa como si fuera semejante a una pelota de golf que rebota por el interior de un tubo. Además de la naturaleza de partícula, la energía de luz presenta un comportamiento de propagación de onda. Cuando la energía luminosa se considera estrictamente como partícula, existe un número infinito de trayectorias a lo largo de la fibra óptica, mientras el ángulo de reflexión sea menor que el ángulo crítico. Debido a la naturaleza de la onda de luz, los frentes de onda de la energía luminosa reflejada se deben combinar en fase; de otra forma, habrá cancelaciones de la intensidad luminosa dentro de la fibra. En virtud de que la longitud de onda de la luz es muy pequeña, hay un gran número de trayectorias posibles, o modos, que permiten la propagación de la luz en fase. Conforme se reduce el diámetro de la fibra, disminuye el número de trayectorias posibles por la necesidad de coherencia de fase. Si el diámetro de la fibra se reduce a unas pocas longitudes de onda, el número de modos se puede reducir a uno. Este tipo de fibra se denomina modo simple y se utiliza para reducir los efectos de la dispersión modal descrita.

El índice de refracción es la clave para la velocidad de la luz en la fibra óptica. En el vacío, la velocidad siempre es C o 3×10^8 metros por segundo. Sin embargo, en un material la velocidad es menor que la velocidad en el espacio libre. La relación entre la velocidad en el espacio libre y la velocidad en una sustancia con un índice de refracción n está dada por

$$v = \frac{c}{n} \quad (14-7)$$

donde v es la velocidad de la luz en el medio y n el índice de refracción del medio.

14-2 FUENTES Y DETECTORES

La fuente de luz para un sistema de comunicaciones por fibra óptica es tanto un diodo emisor de luz (LED) como un diodo láser. El LED es menos costoso que el láser y se utiliza para velocidades relativamente bajas o aplicaciones de comunicaciones de baja frecuencia. La luz emitida por el LED tiene un ancho de banda espectral más amplio y emite a partir del diodo en un cono más grande que el láser. El ancho de banda del láser es muy angosto (algunos nanómetros del espectro), y la salida de luz tiene un cono de emisión muy angosto. Esto permite acoplar el diodo láser a una fibra con más facilidad, en especial con fibras de diámetros muy pequeños utilizadas para aplicaciones en el modo simple.

Los detectores para fibras ópticas, como los emisores, son generalmente diodos. En esencia hay dos categorías: fotodiodos de avalancha y los *PIN*. En ambos casos se trata de diodos polarizados en inversa, y por lo tanto, tienen una zona de empobrecimiento o un área sin portadores disponibles para la conducción eléctrica. El diodo de avalancha utiliza el efecto de multiplicación de portadores de un diodo que se polariza con un potencial muy alto, cercano al punto donde el diodo conduciría espontáneamente por la multiplicación continua de portadores.

Como un diodo convencional, un fotodiodo oscuro polarizado en inversa no soporta ninguna cantidad significativa de corriente. La pequeña cantidad de corriente que fluye se debe a las corrientes de fuga térmica. Sin embargo, cuando la zona de empobrecimiento se ilumina, los fotones de luz interactúan con el material semiconductor y liberan portadores adicionales para la conducción. Si cada fotón puede liberar un electrón para la conducción, el diodo sería 100% eficiente. La definición de la eficiencia cuántica es el número de electrones liberados para la conducción, entre el número de fotones multiplicado por 100%; es decir,

$$QE = \frac{N_e}{N_p} (100\%) \quad (14-8)$$

donde N_e es el número de electrones liberados por N_p fotones.

La energía de luz se transmite como paquetes discretos de energía llamados fotones. Para la luz monocromática, esto es, la luz utilizada en las comunicaciones por fibras ópticas, cada fotón contiene la misma cantidad de energía, la cual es igual a

$$e = \frac{h_c}{l} \quad (14-9)$$

donde l es la longitud de onda de la luz y h la constante de Planck. En las comunicaciones con fibras ópticas, la cantidad de energía contenida en un fotón es muy pequeña y, por lo tanto, se requiere un gran número de fotones. Es imposible medir la cantidad de energía luminosa, la potencia de un solo fotón o discriminar un cambio de energía igual a un fotón. Por lo tanto, cuando se mide la energía luminosa o la potencia en un sistema de fibras ópticas, las mediciones aparecen continuas y no cuantizadas.

La potencia de la fibra óptica se mide con un fotodiodo. Existe una relación sencilla entre la potencia incidente en el diodo y la corriente del diodo que puede derivarse de la siguiente manera. El número de fotones por segundo contenidos en una fuente de luz de una potencia específica es

$$N = \frac{pl}{hc} \quad (14-10)$$

donde N es el número de fotones por segundo para un nivel de potencia p .

El número de electrones disponibles para la conducción es proporcional al número de fotones multiplicado por la eficiencia cuántica; así pues, el número de electrones por segundo es

$$N(QE) = \frac{(QE)pl}{hc} \quad (14-11)$$

La corriente real en amperes es el número de electrones por segundo multiplicado por la carga del electrón, es decir

$$I = \frac{(QE)pl(1.6 \times 10^{-19})}{hc} \quad (14-12)$$

donde 1.6×10^{-19} es la carga de un electrón, e I es la corriente.

De esta forma la fotocorriente de un fotodiodo es proporcional a la potencia incidente en el diodo. Sin embargo, en la constante de proporcionalidad se incluye la longitud de onda de la luz; como consecuencia, los medidores de potencia se deben calibrar para una longitud de onda específica.

El área activa de un fotodiodo es mucho mayor que la de una fibra típica. Además, la apertura numérica de un diodo es esencialmente 1; por lo tanto, es válido suponer que toda la energía luminosa de una fibra se acopla al fotodiodo. Este no es el caso del emisor, donde un gran porcentaje de energía luminosa del diodo emisor puede perderse en el proceso de acoplamiento.

EJEMPLO 14-3

¿Qué cantidad de corriente se desarrolla en un fotodiodo *PIN* con una eficiencia cuántica del 82%, el cual se ilumina con 75 μ W de 1300 nm fotones?

SOLUCION: El primer paso es calcular el número de fotones por segundo que caen en el diodo. Es válido suponer, como se mencionó, que toda la energía de la fibra se acopla al diodo. Por lo tanto, el número de fotones por segundo es la

potencia de la fibra entre la energía por fotón. Para 1300 nM fotones la energía por fotón es

$$e = \frac{hc}{\lambda} = \frac{6.63 \times 10^{-34} \times 3 \times 10^8}{1.3 \times 10^{-6}} = 1.53 \times 10^{-19} \text{ joule}$$

Así, el número de fotones por segundo es

$$N = \frac{75 \times 10^{-6}}{1.53 \times 10^{-19}} = 4.9 \times 10^{14}$$

El número de fotones por segundo multiplicado por la eficiencia cuántica, como número en lugar de un porcentaje, da como resultado el número de fotones por segundo:

$$N(EC) = 4.02 \times 10^{14}$$

La corriente eléctrica en amperes se mide en coulombs por segundo en vez de electrones por segundo. Al multiplicar el número de electrones por segundo por la carga de un electrón se tiene la corriente en amperes, esto es

$$4.02 \times 10^{14} \times 1.6 \times 10^{-19} = 64.3 \mu A$$

14-3 MEDICION DE POTENCIA EN FIBRA OPTICA

La corriente del fotodiodo es única en el sentido de que la corriente es proporcional a la potencia incidente. Por lo general, para una impedancia constante la potencia es proporcional al cuadrado de la corriente. Esta conducta poco usual se utiliza como una ventaja en el medidor de potencia. La corriente del fotodiodo se convierte en un voltaje y el resultado se presenta en una pantalla. La figura 14-3 muestra la construcción básica de un medidor de potencia con fibra óptica.

El diodo alimenta un amplificador de transimpedancia, el cual convierte la corriente del diodo en un voltaje mientras se mantiene un voltaje constante a través del diodo. La eficiencia cuántica del diodo, en una pequeña cantidad, es función del voltaje en éste, y la impedancia de entrada del amplificador de transimpedancia aparece como un valor bajo y constante. Si el medidor de potencia es muy sensible, la corriente del diodo se puede detectar. Por lo tanto, conviene un amplificador de alta ganancia directamente después del diodo. El voltaje de salida del amplificador de transimpedancia, respecto a la corriente de entrada, está dado por

$$V_{\text{salida}} = R_1 I_{\text{fotodiodo}} \quad (14-13)$$

A la relación del voltaje de salida y la corriente de entrada se le llama transimpedancia del amplificador y es

$$Z_t = \frac{V_{\text{salida}}}{I_{\text{fotodiodo}}} = R_1 \quad (14-14)$$

En razón de la baja potencia que se maneja, el voltaje de ruido del amplificador de transimpedancia e incluso el diodo pueden causar lecturas inestables. Por lo tanto,

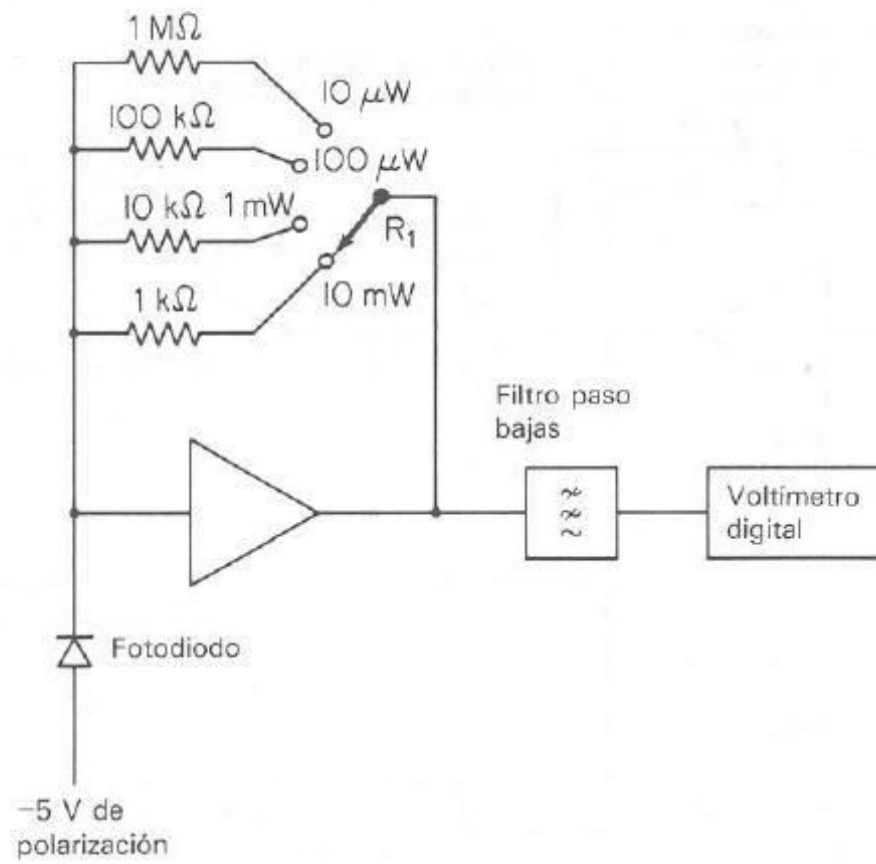


Figura 14-3 Diagrama de bloques de un medidor de potencia óptico.

se coloca un filtro paso bajas a continuación del amplificador de transimpedancia para eliminar un poco del voltaje de ruido.

Después de escalar el voltaje de salida del amplificador de transimpedancia, puede servir para leer la potencia directamente. El rango de potencia encontrado en un sistema de comunicaciones con fibras ópticas puede abarcar varias décadas. Con el fin de mejorar la resolución de la medición, se atenúa la salida del amplificador de transimpedancia y la lectura presentada de la potencia de salida se divide en los diferentes rangos. Un método es escalar la ganancia del amplificador de transimpedancia en pasos de décadas y presentar la potencia como un exponente y cifras significativas. Esto reduce la cantidad del rango dinámico requerido por el amplificador de transimpedancia. La conmutación de la ganancia del amplificador de transimpedancia puede ser manual, aunque también se pueden utilizar técnicas de cambio automático de rango. Estas son muy semejantes a las utilizadas en los voltímetros digitales estudiados en el capítulo 6.

Es muy conveniente medir la potencia de fibras ópticas en la notación de decibels como dBm o dBμW. El medidor de potencia por fibra óptica de la figura 14-3 se puede modificar para exhibir una potencia logarítmica (figura 14-4). La salida del filtro paso bajas, que se encuentra después del amplificador de transimpedancia, se convierte en logarítmica. El cambio en la ganancia del amplificador de transimpedancia mediante pasos de décadas equivale a sumar 10 dB a la salida cada vez que la ganancia del amplificador se reduce en un factor de 10. Para corregir la presentación de salida, se suma el equivalente de 10 dB de la presentación de salida a la presentación cada vez que se reduce la ganancia del amplificador de transimpedancia. La lectura de salida, en decibels, se compone del voltaje fijo, el cual es función de la ganancia del amplificador, más el voltaje logarítmico convertido.

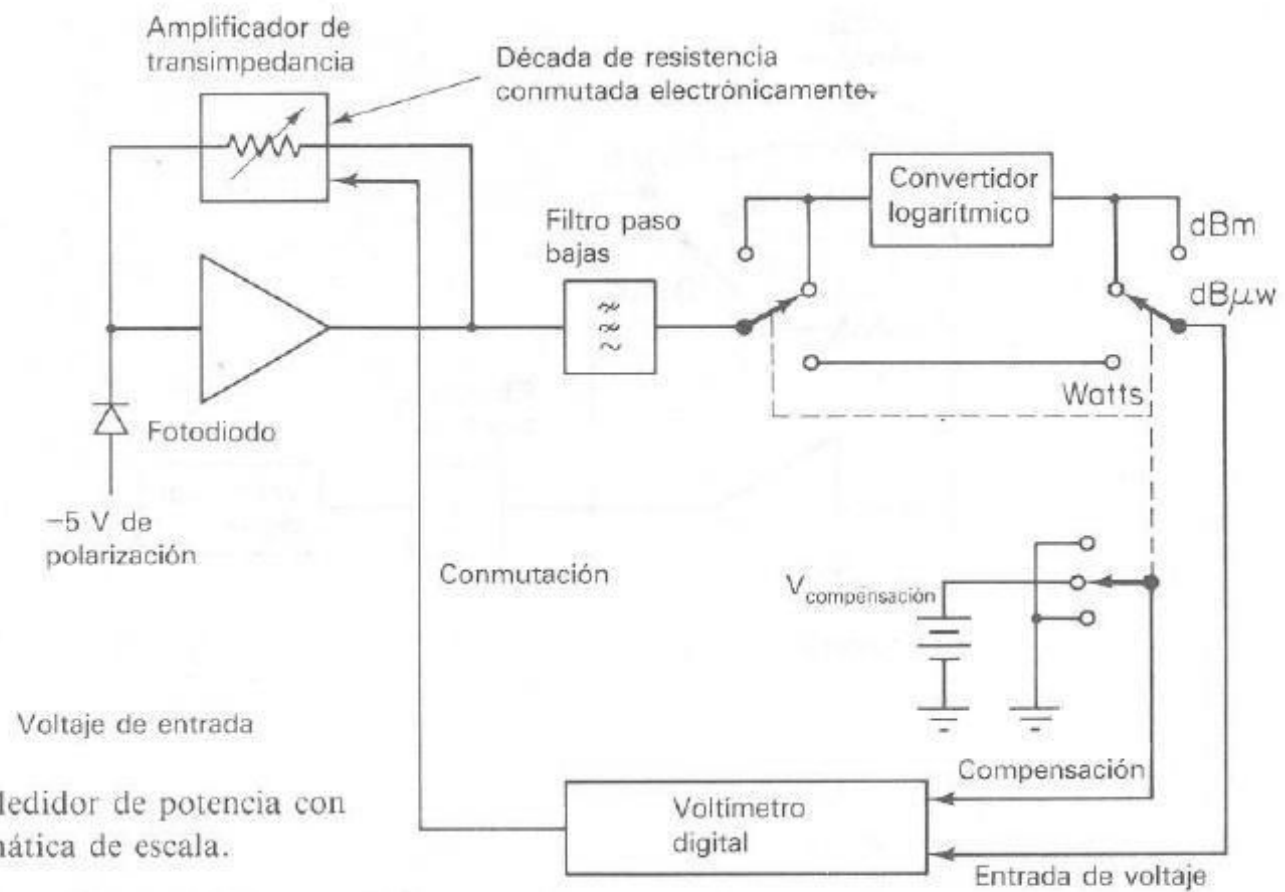


Figura 14-4 Medidor de potencia con selección automática de escala.

A menudo es factible seleccionar la visualización para leer en dBm o dB μ W. Ya que hay una diferencia de 30 dB entre dBm y dB μ W, es cuestión de sumar el equivalente de los 30 dB a la exhibición (figura 14-4). Un medidor de potencia para fibra óptica típico se presenta en la figura 14-5.

Cuando se instala un sistema de comunicaciones con fibra óptica o cuando se busca alguna falla, la atenuación de la luz es uno de los parámetros importantes que deben medirse. Por lo general la atenuación se evalúa midiendo la potencia de la fuente de la luz antes y después de la atenuación. Las pérdidas de energía luminosa en el dispositivo se calcula mediante la diferencia en los niveles de potencia.

La potencia óptica se mide por medio de dos métodos básicos. El primero es un método de ancho de banda o ancho de longitud de onda, que proporciona la potencia óptica total sin importar la longitud de onda. El segundo da una medición espectral donde la potencia como una función de la longitud de onda es presentada. El primero es el más empleado. Por lo general, se presenta sólo una fuente de energía en los sistemas de comunicaciones con fibra óptica y no hay necesidad de separar la potencia medida por longitud de onda.

14-4 FUENTES LUMINOSAS CALIBRADAS Y ESTABILIZADAS

Una fuente de luz estabilizada es el equivalente óptico de un generador de señales; y al igual que éste, se puede utilizar como herramienta de medición y localización de fallas en los sistemas de comunicaciones con fibras ópticas. La fuente de luz calibrada generalmente utiliza un diodo láser. Sin embargo, también es viable usar una fuente de LED. En algunos casos una fuente de luz blanca consistente en una simple lámpara incandescente se utiliza como fuente luminosa de banda ancha.



Figura 14-5 Ejemplo de un medidor de potencia óptico.
(Cortesía de 3M Photodyne, Inc.)

Un problema serio con el tipo de diodo semiconductor de la fuente de luz, en particular el diodo láser, es el deterioro de la luz emitida con el transcurso del tiempo. Otro problema es la variación de la intensidad luminosa con la temperatura.

Una fuente de luz estabilizada para fibras ópticas utiliza un fotodetector para muestrear la luz emitida, y por realimentación ajusta la corriente de emisor para proporcionar la salida de luz deseada.

La figura 14-6 muestra un diagrama de bloques de una fuente de luz estabilizada. Un diodo láser es la fuente de luz que se excita mediante un amplificador de potencia. Un fotodiodo *PIN* se acopla a una de las terminales del diodo láser. Se puede lograr que un diodo láser emita energía luminosa desde ambas terminales del diodo. Aunque la intensidad de luz emitida desde las dos terminales puede no ser la misma, la proporcionalidad de la luz permanece constante desde cualquier terminal.

La salida del diodo sensor alimenta al amplificador diferencial de corriente. Una corriente de referencia alimenta también al amplificador de corriente. Por lo tanto, la corriente del diodo se ajusta mediante la realimentación del amplificador para que sea igual a la corriente de referencia; de esta manera, la potencia de la luz emitida es constante.

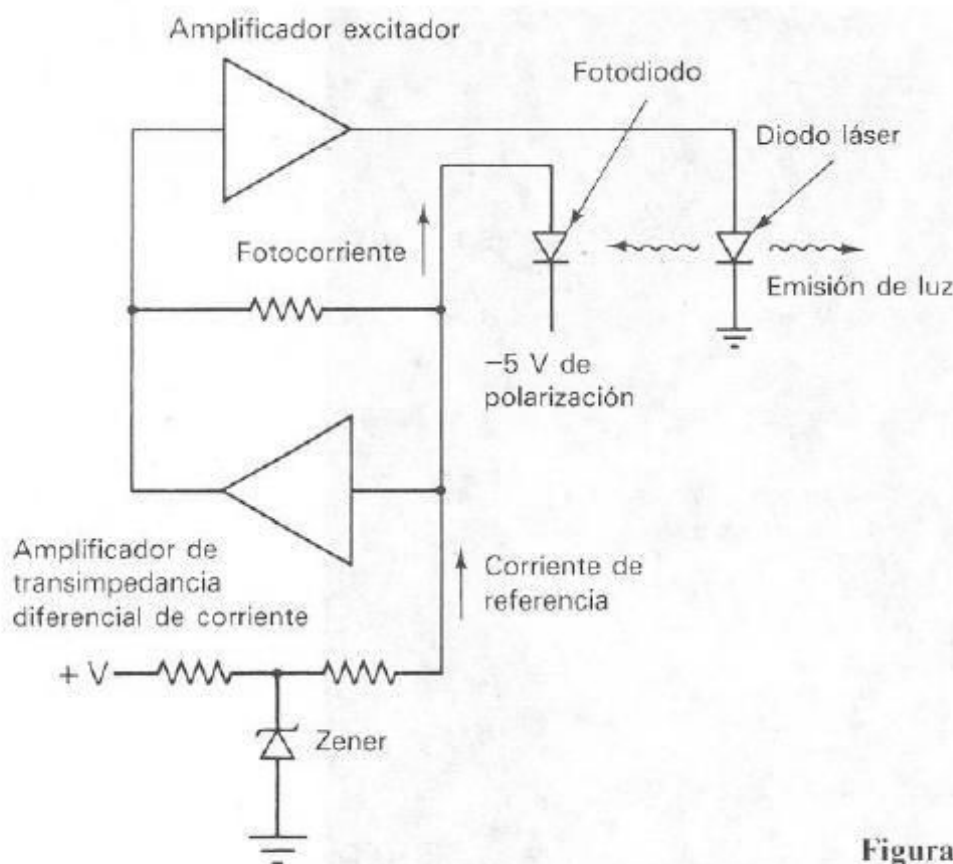


Figura 14-6 Fuente de luz estabilizada.

El fotodiodo depende de la temperatura; pero el grado de dependencia es menor que en el caso del diodo láser. Además, la cantidad de calentamiento del diodo sensor es menor porque la potencia disipada en el diodo es pequeña.

14-5 MEDICION DE EXTREMO A EXTREMO DE PERDIDAS EN SISTEMAS DE FIBRAS OPTICAS

Uno de los más importantes parámetros de los sistemas de comunicaciones por fibras ópticas es la pérdida de extremo a extremo del sistema. Un método sencillo para medirla es aplicar una señal conocida a uno de los extremos del sistema y medir la potencia disponible en el otro lado.

La fuente estabilizada de señal para la fibra óptica proporciona la señal calibrada y conocida para que se transmita al extremo de la fibra, mientras que en un medidor de potencia mide la potencia recibida en el extremo opuesto.

La desventaja significativa de este sistema es que los dos extremos del sistema de fibra óptica pueden estar separados por varios kilómetros. Además, los orígenes de la pérdida no son identificados. No se sabe si la pérdida se debe a un mal conector, una ruptura o a una dispersión de Rayleigh excesiva. Se desconoce también dónde ocurren las pérdidas. Cuando el extremo opuesto de un sistema de fibra óptica no es accesible, se cuenta con otros métodos de medición de pérdidas en el sistema, como el reflectómetro óptico en el dominio del tiempo, que se expone a continuación.

14-6 REFLECTOMETRO OPTICO DE DOMINIO DEL TIEMPO

Una herramienta muy poderosa para el mantenimiento e instalación de un sistema de fibras ópticas es el reflectómetro óptico de dominio del tiempo. Este dispositivo

analiza la energía de luz reflejada en una instalación de fibras para establecer la existencia y localización de rupturas en la fibra, pérdidas en uniones y conectores, y la pérdida total del sistema. Este reflectómetro es la energía luminosa reflejada en una instalación de fibra óptica. Una fuente de potencia luminosa reflejada se debe a las reflexiones de las dispersiones de Rayleigh. Como se explicó, dichas dispersiones causan que parte de la energía luminosa se refleje en la dirección de retorno. Es una cantidad muy pequeña de energía luminosa, pero la medición de la cantidad relativa de luz reflejada debido a la dispersión de Rayleigh sirve para medir las pérdidas en la fibra. Las reflexiones más grandes indican pérdidas en las uniones; y las reflexiones aún más grandes obedecen a rupturas en la fibra.

La figura 14-7 muestra un diagrama de bloques del reflectómetro óptico en el dominio del tiempo. Una fuente de luz proporciona un pulso de luz angosto que se acopla a la fibra por medir. La energía luminosa reflejada no penetra en el transmisor ya que se tiene un acoplador direccional. El acoplador también previene que la energía luminosa muy potente del transmisor sobrecargue el receptor; de esta forma mantiene la sensibilidad del receptor para la energía débil de retorno. Un diodo láser se utiliza con frecuencia como transmisor por su salida alta de potencia, un ancho de banda espectral angosto, angosto haz de luz de salida y su habilidad a ser pulsado con pulsos muy angostos. El receptor de luz exhibe la energía luminosa reflejada como una función del tiempo respecto al pulso transmitido.

Las reflexiones de la fibra se miden mediante la transmisión de un pulso de luz muy corto y midiendo los pulsos reflejados. Se requieren pulsos de luz muy cortos para permitir que el reflectómetro óptico discrimine la distancia. La velocidad de propagación en una fibra óptica es la velocidad de la luz en el vacío, entre el índice de

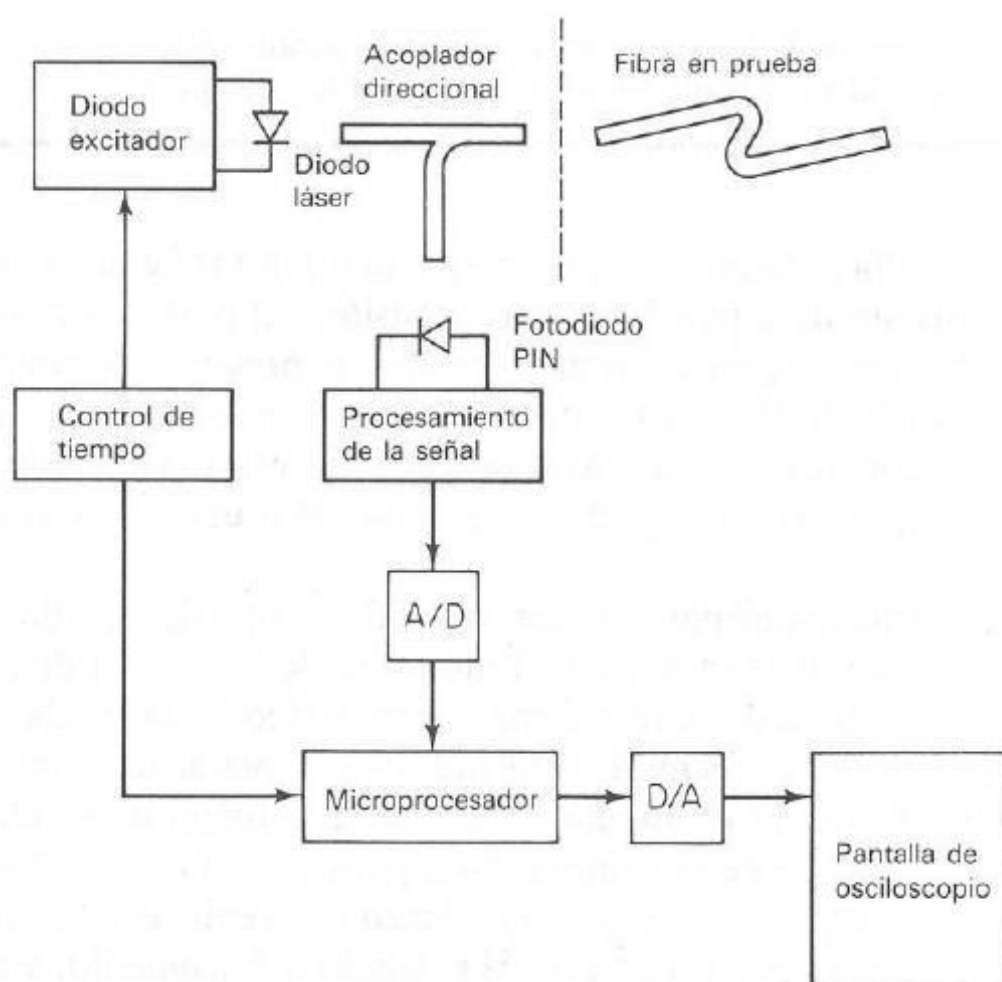


Figura 14-7 Diagrama de bloque de un reflectómetro óptico en dominio del tiempo.

refracción. Una fibra normal tiene un índice de refracción de aproximadamente 1.5, el cual cuando divide a la velocidad de la luz en el vacío da como resultado una velocidad de propagación de alrededor de 2×10^8 m/s. Por lo tanto, en 1 ns la luz se propaga en 20 cm de la fibra. Si el pulso fuera ancho, enmascararía el pulso reflejado y el sistema no discriminaría reflexiones pequeñas.

Quizás uno de los parámetros más importantes medido por el reflectómetro óptico de dominio del tiempo es la distancia de reflexión. La distancia se determina mediante la medición del tiempo transcurrido y conociendo la velocidad de propagación. El tiempo requerido para que una reflexión llegue después de la generación del pulso de luz es dos veces el lapso para que la luz se propague hacia la reflexión. Esto se debe a que se trata de un viaje redondo.

EJEMPLO 14-4

¿Cuánto tiempo ha de transcurrir para que ocurra una reflexión desde una ruptura en una fibra óptica a 1.4 km si el índice de refracción del núcleo es de 1.55?

SOLUCION: La velocidad de propagación en la fibra es

$$v = \frac{3 \times 10^8}{1.55} = 1.94 \times 10^8 \text{ m/s}$$

El tiempo para que un pulso de luz alcance la ruptura es la distancia entre la velocidad de propagación en la fibra, es decir

$$t = \frac{1.4 \times 10^3}{1.94 \times 10^8} = 7.2 \mu\text{s}$$

Puesto que se requiere dos veces el tiempo a fin de alcanzar la ruptura para que la reflexión llegue al reflectómetro, el tiempo total es 14.4 μs .

Una técnica sencilla para presentar la energía luminosa reflejada es un osciloscopio convencional disparado a partir de la transmisión del pulso y exhibir la fotocorriente del diodo. Aunque en principio esto es posible, se presentan algunas dificultades porque los pulsos utilizados son muy angostos y el extremo bajo nivel de la energía reflejada. Se cuenta con dos técnicas para contrarrestar estos problemas: muestreando y promediando. Las técnicas de un osciloscopio de muestreo se presentan en el capítulo 7.

El pulso de transmisión dispara un generador de tiempo de retardo. Este generador determina el retraso de tiempo para el muestreo de la energía de retorno. Sólo se mide la energía que regresa durante el tiempo de muestreo. Se acumulan varias muestras por cada intervalo, donde el número de muestras depende de la intensidad esperada de la señal de retorno. El promedio de la señal de retorno se calcula y este valor se almacena en la memoria de la computadora para que lo exhiba. Sólo se avanza el generador de tiempo de retardo al siguiente lapso y se repite el proceso del promedio. Las reflexiones cercanas no requieren demasiado del promedio, y el número de muestras por intervalo se incrementan conforme aumenta el retraso de tiempo. La

potencia recibida se convierte en su logaritmo para que la visualización aparezca en decibeles. En realidad por cada 2 dB de cambio de la energía recibida, el reflectómetro indica una modificación de 1 dB. Esto se debe a que cualquier atenuación experimentada por la energía de luz reflejada ocurre dos veces: una en el viaje de ida y la segunda en el viaje de retorno. El reflectómetro óptico de dominio del tiempo exhibe los resultados del promedio en una pantalla CRT.

Para tener una idea de la cantidad de energía en un pulso reflejado se investiga la cantidad de energía por pulso para el transmisor. Un diodo láser típico puede proporcionar 3 mW de potencia en la fibra con un tiempo de subida y un tiempo de bajada de aproximadamente 0.5 ns. Si se utiliza un ancho de pulso de 1 μ s, medido en puntos de potencia media, la energía resultante contenida en un pulso es de 3 picojoules (pJ). Es obvio que la energía contenida en un solo pulso sería tan diminuta que resultaría difícil recibir una información significativa. Por lo tanto, se utiliza un tren continuo de pulsos para medir la potencia reflejada.

La frecuencia de transmisión de un pulso tiene un límite, y éste radica en la necesidad de recibir todas las reflexiones deseadas antes que se emita el siguiente pulso. Si la longitud de la fibra por investigar es de 10 km, por ejemplo, se requieren unos 100 μ s para que las reflexiones a partir del extremo de la fibra lleguen al extremo de envío. Por lo tanto, una velocidad de repetición de 10 kHz es la máxima permitida. La energía total por segundo, o la potencia promedio del transmisor, es $10\,000 \times 3$ pJ, o 30 nW. La cantidad de energía reflejada es considerablemente menor. Sólo una pequeña fracción de la energía emitida se refleja como consecuencia de la dispersión Rayleigh. Además, ocurren pérdidas en la fibra misma.

Para mejorar la energía recibida, se utiliza un promedio de varias transmisiones sobre un periodo de hasta 100 s. En técnicas más recientes se utiliza un esquema de variación de anchos de pulsos y el proceso de obtención del promedio es controlado por computadora para reducir el tiempo promedio.

La exhibición de datos del reflectómetro óptico de dominio del tiempo se debe interpretar para analizar los parámetros del enlace de fibras ópticas. Una visualización habitual se ilustra en la figura 14-8. En este ejemplo se muestra el análisis de tres secciones de la fibra.

Por lo general la exhibición es una línea inclinada con tres discontinuidades, las cuales se deben a los conectores que unen las fibras. El lado izquierdo de la pantalla del reflectómetro óptico de dominio del tiempo se presenta al extremo de la fibra y muestra una longitud de 5 km de la fibra. La pendiente del trazo es 0.4 dB/km, que es la pérdida de la primera sección.

Hay un gran pico del trazo que representa la energía reflejada a partir de un ligero desacoplamiento del conector. Esta energía reflejada se sustrae de la energía que pasa por el conector y aparece como una pérdida que se manifiesta en la figura como una caída de nivel repentina de aproximadamente 1 dB.

La segunda longitud de fibra también es de alrededor de 5 km con una pérdida de 0.4 dB/km, pero el segundo conector tiene una pérdida de poco más de 0.5 dB.

La tercera longitud de fibra es de aproximadamente igual a 6 km de longitud con la misma pérdida de 0.4 dB/km. Se observa en la figura una pequeña reflexión de un defecto en la fibra a unos 15 km del extremo cercano.

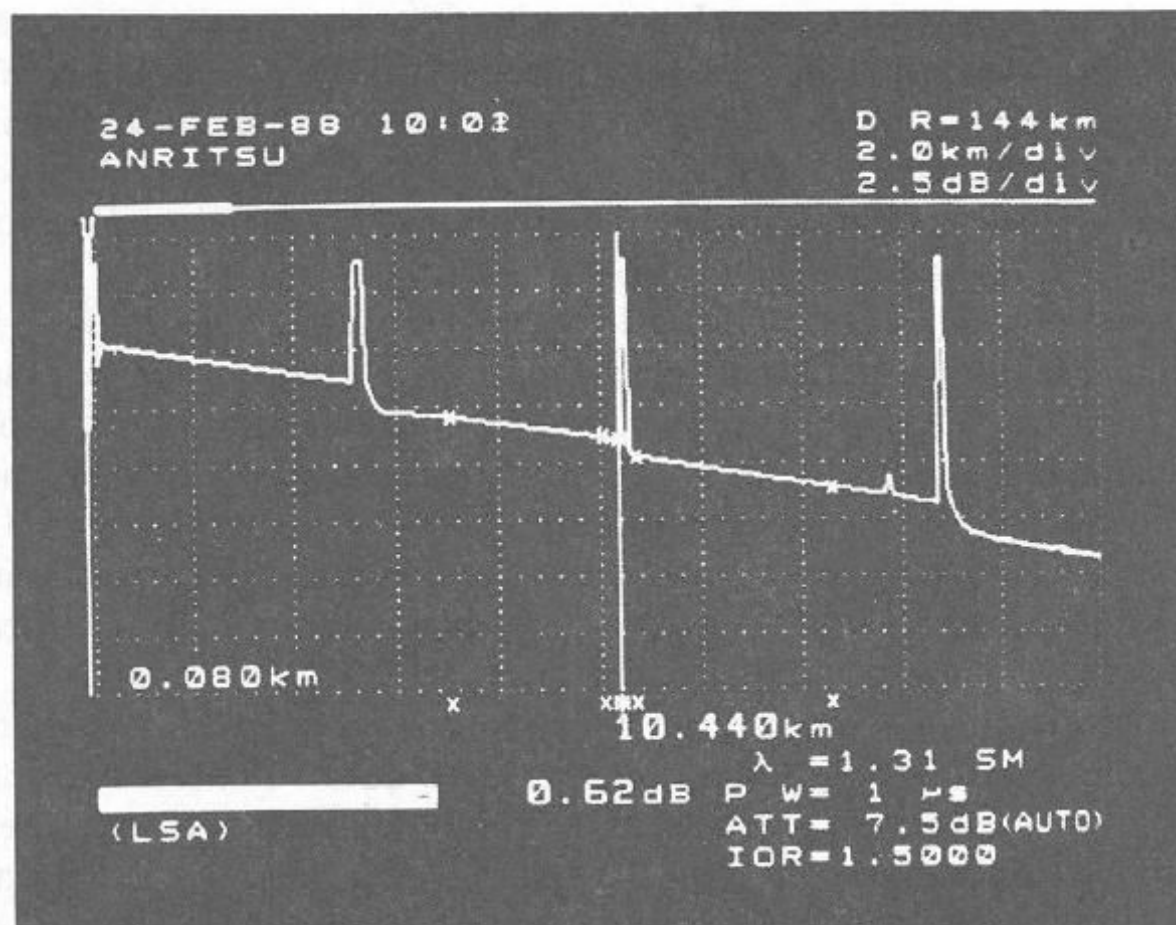


Figura 14-8 Pantalla de un reflectómetro óptico en dominio del tiempo.
(Cortesía de Anritsu America Inc.)

Se advierte un tercer conector aproximadamente a 16.5 km seguido de más fibra. La pérdida total para los 20 km observados es de 10 dB, lo cual representa 8 dB de pérdida en la fibra (20 km de fibra a 0.4 dB/km), más un total de 2 dB en los tres conectores.

PROBLEMAS

- 14-1. ¿Cuál es la velocidad de la luz en un vidrio con un índice de refracción de 1.38?
- 14-2. ¿Cómo se reflejaría un rayo de luz cuando entra en un bloque de vidrio desde el aire a un ángulo de 45° a partir de la superficie si el índice de refracción del vidrio es 1.6?
- 14-3. ¿Cómo se reflejaría el rayo de luz del problema 14-2 cuando abandona el bloque de vidrio y regresa al aire? Graficar la trayectoria del rayo desde el aire hacia el vidrio y de ahí al aire.
- 14-4. ¿Cuál es el ángulo crítico entre la superficie de un vidrio de ventana con un índice de refracción de 1.7 y aire?
- 14-5. ¿Cuál es el ángulo de aceptación de una fibra óptica con núcleo con índice de refracción de 1.49 y un recubrimiento con índice de 1.47?
- 14-6. ¿Cuál es la apertura numérica de la fibra descrita en el problema 14-5?
- 14-7. Un diodo de emisión con apertura numérica de 0.3 se acopla a una fibra de apertura numérica igual a 0.22. ¿Cuál es la pérdida en decibeles de este acoplamiento?
- 14-8. Si se acopla un diodo detector con apertura igual a 0.3 a la fibra del problema 14-7, ¿cuál sería la pérdida por el acoplamiento?

- 14-9.** ¿Cuál sería la fotocorriente generada resultante en un diodo si 850 nm de energía luminosa inciden en el diodo de $0.1 \mu\text{W}$? La eficiencia cuántica del diodo es 0.7.
- 14-10.** Un diodo láser acopla $50 \mu\text{W}$ de 1 300 nm de potencia luminosa a una fibra de $100 \mu\text{m}$. La fibra tiene una longitud de 10 km y una pérdida de 1.2 dB/km. La apertura numérica de la fibra es 0.33 y se acopla a un diodo con apertura numérica igual a 0.22. La eficiencia cuántica del diodo detector es 80 por ciento. ¿Cuánta fotocorriente se genera?
- 14-11.** ¿Cuánto tiempo se requiere para que una reflexión a partir de una ruptura en una fibra regrese al reflectómetro óptico en el dominio del tiempo si la distancia de la ruptura es 1.2 km? El índice de refracción de la fibra es 1.33.

Apéndice

ABREVIATURAS, SIMBOLOS Y PREFIJOS

El uso de símbolos, prefijos y abreviaturas sigue las recomendaciones de la International Electrotechnical Commission, American National Standards Institute, Inc., Institute of Electrical and Electronic Engineers y otras organizaciones científicas y de ingeniería. Cuando no hay un acuerdo entre estos grupos, se escoge el favorecido por la mayoría.

Abreviaturas y símbolos

a	atto (10^{-18})	B	susceptancia
A	Ampere	bar	bar (10^5N/m^2)
Å	angstrom	BCD	decimal codificado en binario
afc	control automático de frecuencia	c	velocidad de la luz, centi (10^{-1})
am	amplitud modulada	C	capacitancia, coulomb
ANSI	American National Standards Institute, Inc.	°C	grados Celsius (centígrados)
APS	American Physical Society	ca	corriente alterna
ASA	Acoustical Society of America	cd	candela
ASTM	American Society for Testing and Materials	cd	corriente directa
avc	control automático de volumen	CIF	costo, seguro, transporte
avg	promedio	CML	lógica de modo-corriente
		COD	pago contra entrega
		cw	onda continua

d	deci (10^{-1})	m	metro, mili (10^{-3})
D	factor de disipación	M	mega (10^6)
da	deca (10)	max	máxima(o)
dB	decibel	mbar	milibar
dBm	decibel referido a un miliwatt	mil	0.001 pulgadas
DCTL	lógica de transistor acoplado directamente	min	mínimo(a), minuto
dia	diámetro	mo	mes
DTL	lógica de diodo-transistor	n	nano (10^{-9})
DUT	dispositivo a prueba	N	newton
e	carga del electrón	oz	onza
E	voltaje	p	página, paralelo (como L_p), pico (10^{-12})
EIA	Electronic Industries Association	P	poise ($10^{-5} \text{N} \cdot \text{s}/\text{m}^2$)
F	farad, Faraday	PF	factor de potencia
°F	grados Fahrenheit	ppm	partes por millón
f	frecuencia, femto (10^{-15})	pps	pulsos por segundo
fem	fuerza electromotriz	pk-pk	pico a pico
fm	frecuencia modulada	PRF	frecuencia de repetición de pulsos
FOB	puerto libre	Q	factor de calidad (factor de almacenamiento)
G	conductancia, giga (10^9)	R	resistencia
g	gramo, constante gravitacional	®	marca registrada
gm	transconductancia	rad	radián
H	henry	RC	resistencia-capacitancia
h	horas, constante de Planck, hecto (10^2)	RCTL	lógica resistor-capacitor-transistor
hf	alta frecuencia	re	referido a
h_i	función de transferencia de corriente directa	rf	radiofrecuencia
h_i	impedancia de entrada en cortocircuito	RH	humedad relativa
h_o	admitancia de salida en circuito abierto	rms	raíz media cuadrática
h_i	función inversa de transferencia de tensión	rpm	revoluciones por minuto
Hz	hertz (ciclos por segundo)	RTL	lógica resistor-transistor
HTL	nivel de umbral de audición	s	segundo, series (como L_s)
i		shf	super alta frecuencia
I	corriente	sq	raíz
IC	circuito integrado	sync	síncrono, sincronización
ID	diámetro interno	T	periodo, Tesla, tera (10^{12})
IEC	International Electrotechnical Commission	t	tiempo
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	TTL	lógica transistor-transistor
if	frecuencia intermedia	TSA	análisis de serie de tiempos
in.	pulgada	uhf	ultra alta frecuencia
ISA	Instrument Society of America	v	velocidad
ISO	International Standards Organization	V	volt
J	joule	VA	volt-ampere
$\sqrt{-1}$		vhf	muy alta frecuencia
k	kilo (10^3)	vlf	muy baja frecuencia
°K	grados Kelvin	W	watt
l	litro (10^{-3}m^3)	Wb	weber
L	inductancia	wt	peso
lb	libra	X	reactancia
LC	inductancia-capacitancia	Y	admitancia
lm	lumen		
log	logaritmo		
lx	lux		

Z	impedancia	δ	ángulo de pérdida
α	función de transferencia de corriente directa en cortocircuito (emisor común)	θ	ángulo de fase
β	función de transferencia de corriente directa en cortocircuito (base común)	λ	longitud de onda
		μ	micro (10^{-6})
Γ	coeficiente de reflexión	Ω	ohm
Δ	incremento	Ω	mho
		ω	velocidad angular ($2\pi f$)

Prefijos

Los órdenes de magnitud de 10^{-18} a 10^{12} se representan por los siguientes prefijos:

Orden	Prefijo	Símbolo
10^{12}	tera	T
10^9	giga	G
10^6	mega	M
10^3	kilo	k
10^2	hecto	h
10	deca	da
10^{-1}	deci	d
10^{-2}	centi	c
10^{-3}	mili	m
10^{-6}	micro	μ
10^{-9}	nano	n
10^{-12}	pico	p
10^{-15}	femto	f
10^{-18}	atto	a

Respuestas seleccionadas

CAPITULO 1

- 1-6. 1 mV
1-8. $75.0 \mu\text{F} \pm 0.1 \mu\text{F}$
1-10. 82 mV
1-12. (a) 147.5Ω , (b) 0.21Ω , (c) 0.3Ω , (d) 0.2Ω
1-14. (a) $36 \Omega \pm 1.8 \Omega$, $75 \Omega \pm 3.75 \Omega$, (b) $111 \pm 5.55 \Omega$, $111 \pm 5\% \Omega$, (c) $24.32 \pm 3.65 \Omega$
1-16. (a) 435.3Ω , (b) 3.7%
1-18. (a) $\pm 7.55\%$, (b) $\pm 0.57\%$

CAPITULO 2

- 2-1. 1.5 GHz, 12,500 Hz, $0.125 \mu\text{H}$, 346,400 V, 0.0053 A, 5,000 mH, $4.6 \times 10^{-12} \text{ J}$,
0.0014 ms, $8.89 \times 10^{-13} \text{ hr}$, $14 \times 10^{-9} \mu\text{s}$
2-3. 2.85×10^{19}
2-5. 180 cm
2-9. 35.7 m/s
2-11. $3.6 \times 10^6 \text{ J}$
2-13. 200 V

2-15. 4.6875×10^{15}

2-17. (a) $8,930 \text{ kg/m}^3$, (b) 557 lb/ft^3

CAPITULO 3

3-6. 0.999993Ω

3-10. 1.0190 V

CAPITULO 4

4-1. 875Ω

4-3. $36 \text{ M}\Omega$

4-6. 50 V y mayores

4-7. (a) 0.094 mW , (b) 4.29 mW

4-9. 1.25 V

4-15. (b) $900 \Omega/\text{V}$

4-17. 25 W

CAPITULO 5

5-1. 0.01Ω

5-3. 6×10^{-7}

5-5. $R = 34.3 \Omega$, $L = 29 \text{ mH}$

5-7. (a) $R_s = 1,000 \Omega$, (b) $R_s = 250 \Omega$

CAPITULO 6

6-2. 15 mV , $10,000 \Omega/\text{V}$

6-4. $26.6 \text{ k}\Omega$, $2.66 \text{ k}\Omega$, 266Ω

6-6. $2+ \text{ pF}$

CAPITULO 7

7-6. $2.65 \times 10^7 \text{ m/s}$

CAPITULO 8

8-1. 2.65

8-3. $+35 \text{ dBm}$, -30 dBm , $+26 \text{ dBw}$, 1 V , $+3 \text{ dBw}$, -17 dBw , $0.22 \mu\text{V}$

$$8-6. R_1 = Z \frac{\sqrt{N} - 1}{\sqrt{N} + 1} R_3 = \frac{2Z\sqrt{N}}{N - 1}$$

8-15. 15.9 Hz

CAPITULO 9

9-1. 70 dB

9-5. -60 dBm

- 9-7. (a) Se incrementa la intercepción de tercer orden por una cantidad igual a la atenuación.
 (b) No afecta el rango dinámico.
 (c) Aumenta el coeficiente de ruido por una cantidad equivalente a la atenuación.

CAPITULO 10

10-1. 1 s

10-3. Cinco dígitos.

CAPITULO 11

11-4. 694 kg/cm²

11-5. 25 μV

11-6. 2.5×10^{-3} mm

Indice

A

Aceleración post-deflexión, 197
ALC (Control automático de nivel), 267
Amortiguamiento, galvanómetro, 50
Analizador armónico de circuito
sintonizado, 287
Analizador de distorsión armónica por
supresión de frecuencia
fundamental, 289
Analizadores de espectro con
transformada de Fourier, 305
Analizador de espectro TFR, 308
Analizador de señales, 283
Analizador de onda heterodino, 284
Analizador digital de espectro, 308
Angulo de fase, medición de, 222
Apertura numérica, 423
Armónica, analizadores de distorsión,
287
Armónica, distorsión, 287
Armónica, mezclador de, 304
Atenuador, 249
Atenuador, compensado, 204
Atenuador de π , 258
Ayrton, derivación de, 58

B

Balance por deslizamiento, 118
Base de tiempo, 321
Base de tiempo, error en la, 329
Base de tiempo, multiplicador de, 216
Blanqueo, 215

C

Calibración de instrumentos de cd, 76
Cañón de cubrimiento total, 231
Capacitancia, errores del medidor, 162
Capacitancia, medidor, 159
Capacitancia, patrones de, 43
CDRX, 51
Celdas fotoconductoras, 377
CGS, unidades, 22
CGSm, 24
Cifras significativas, 3
Circuitos de linealización, 265
Codificadores espaciales, 396
Código Gray, 399
Constantan, 345
Contadores automáticos y de cálculo,
335

Contadores computarizados, 335
 Contador síncrono, 319
 Conversión por aproximación sucesiva, 154
 Convertidor de frecuencia a frecuencia, 389
 Convertidor de voltaje a corriente, 388
 Convertidor heterodino, 332
 Convertidor instantáneo, 238
 Cuántica, eficiencia, 427

D

D'Arsonval, movimiento de, 51
 Deflexión horizontal, 214
 Deflexión sensibilidad de, 195
 Derivación, 57
 Desviación de la media, 10
 Desviación estándar, 12
 Desviación promedio, 11
 Diodo laser, 426
 Diodo pin atenuador, 255
 Dispersión, 293
 Dispersión modal, 425
 DUM (Voltímetro digital) de doble rampa, 151
 DVM de rampa-escalera, 149
 DVM tipo-rampa, 147
 Dynaloy, 346

E

Efectos de carga, 64
 Eléctricos, patrones, 37
 Electrodinamómetro, 17, 87
 Electrostática, deflexión, 191
 Emisión secundaria, 227
 Equilibrio deslizante, 118
 Error de cuantización, 157
 Error probable, 14
 Errores, 2
 Errores aleatorios, 9
 Errores gruesos, 7
 Errores límite, 16
 Errores sistemáticos, 9
 Escala Internacional práctica de temperatura, 44
 Exactitud, 2

F

Factor de deformación de la cinta extensiométrica, 343

Fase, ruido de, 293
 Filtro de realimentación, 258
 Filtro gaussiano, 301
 Fluorescencia, 200
 Fosforescencia, 200
 Fósforo, 199
 Fotodiodo de avalancha, 426
 Fotodiodo PIN, 429
 Fototubo de gas, 373
 Fototubos al vacío, 373
 Frecuencia patrones, 35
 Frecuencia sintetizada, 257
 Fuente de referencia, 257
 Fuente y luz, 430

G

Galga, factor de, 344
 Galgas extensométricas, 343
 Galgas extensiométricas no desoldada, 248
 Galvanómetro de suspensión, 47
 Generador de frecuencia barrido, 264
 Generador de funciones, 277
 Generador de pulso, 269
 Grátículas, 201

H

Hall, dispositivo de efecto, 219

I

IEEE estándar 488, 406
 Impedancia característica, 210
 Inductancia, patrón, 43
 Instrumento, 1
 Instrumentos tipo rectificador, 80
 Intermodulación, 296
 Intermodulación de segundo orden, 297

J

Josephson, unión, 40

L

LED (Diodo emisor de luz), 424
 Línea de retardo, 209
 Línea de retardo de capacitor conmutado, 242

M

Media aritmética, 71
Medición de componentes, 159
Medición de voltaje y potencia de RF, 181
Medidor de factor de potencia, 92
Medidor de factor de potencia de aleta polarizada, 93
Medidor del vector de impedancia, 174
Medidor RMS verdadero, 139
Mezclado recíproco, 294
MKSA, sistema, 22
Modulación, características de, 225
Multímetro, 73
Multiplexión, 393
Multivibrador estable, 271

N

Nicromo V, 346
Nivel de disparo, error del, 331
Núcleo-magnético, 54

O

Ohmiómetro tipo derivación, 70
Ohmiómetro tipo serie, 67
Ohms por volt, régimen, 63
Origen aparente, 194
Oscilador de cristal compensado en temperatura, 322
Oscilador puente de Wien, 278
Osciloscopio de laboratorio, 187
Osciloscopio de memoria, 227
Osciloscopio de memoria digital, 235
Osciloscopio de muestreo, 223

P

Pantalla, TRC, 199
Patrones, 32
Patrones de trabajo, 33
Patrones Internacionales, 33
Patrones primarios, 33
Persistencia, 200
Placas de deflexión, 193
Poisson, relación de, 344
Precisión, 2
Prescalador, 332
Puente doble kelvin, 109
Puente Hay, 119
Puente Schering, 121

Puente Wheatstone, 102
Puente Wheatstone con protección, 111
Puente Kelvin, 108
Puente Maxwell, 117
Pulso, características de, 269
Punta de prueba activa, 218
Punta de prueba compensada, 206
Punta de prueba de osciloscopio, 205
Punto de cruce, 228
Punto de intersección de tercer orden, 298

Q

Q efectivo, 173
 Q , errores en la medición de, 171
 Q indicado, 173
 Q , medidor de, 165

R

Rango dinámico, 296
Red de compensación, 371
Reflexión interna total, 422
Refracción, índice de, 422
Registro de aproximaciones sucesivas, 155
Resistencia, patrones, 38
Resolución, 2, 227

S

Sensibilidad, 2
Síntesis directa, 260
Sistema de deflexión vertical, 203
Sistema electrostático, 23
SMD, 299
Stabiloy, 344
Superficies equipotenciales, 190
Suspensión de banda tirante, 55

T

Temperatura, patrones de, 44
Termoinstrumento compensado, 86
Termoinstrumentos, 85
Termómetro de resistencia, 361
Tiempo de espera, 215
Tiempo, patrón de, 35
Tierra Wagner, 127
Transductor, capacitivo, 351
Transductor de desplazamiento, 350
Transductor de oscilación, 355
Transductor de velocidad, 357

Transductor inductivo, 352
 Transductor piezoeléctrico, 356
 Transductor transformador diferencial
 variable, 353
 Transformadores de corriente, 94
 Transformadores de potencial, 94
 Traza múltiple, 212
 Traza, rotación de la, 202
 TU, tiempo universal, 35

U

Unidades derivadas, 20
 Unidades fundamentales, 20
 Unidades métricas, 21

V

VCO, 257
 Vista pre-disparo, 243
 Voltaje, patrones de, 40
 Voltímetro de frecuencia selectiva, 284,
 289
 Voltímetro multirango, 61
 Voltímetros digitales, 146

Y

YIG, oscilador sintonizado, 302



IMPRESORA ROMA, S. A. DE C. V.
 TOMÁS VÁZQUEZ No. 152
 COL. SAN PEDRO IXTACALCO
 C. P. 08220 MÉXICO, D. F.

2006



