



155
21

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

**FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
CUAUTITLAN**

**"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MULTIMETRO
DIGITAL CONTROLADO POR COMPUTADORA, PARA
USO DIDACTICO EN LOS LABORATORIOS
DE ELECTRONICA"**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERA MECANICA ELECTRICISTA

P R E S E N T A :

CORINA ADRIANA SANDOVAL GARCIA

ASESOR: ING. JORGE BUENDIA GOMEZ

CUAUTITLAN IZCALLI, EDO. DE MEX.

1997

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

PAGINACION VARIA

COMPLETA LA INFORMACION



FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN
 UNIDAD DE LA ADMINISTRACION ESCOLAR
 DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES

INSTITUTO NACIONAL
 DE ESTADISTICA Y CENSO

ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS

DR. JAIME KELLER TORRES
 DIRECTOR DE LA FES-CUAUTITLAN
 P R E S E N T E .

SECRETARIA
 DEPARTAMENTO DE EXAMENES

ATN: Ing. Rafael Rodríguez Ceballos
 Jefe del Departamento de Exámenes
 Profesionales de la F.E.S. "C."

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a usted que revisamos la TESIS:

"Diseño y construcción de un multímetro digital controlado por computadora, para uso didáctico en los laboratorios de electrónica"

que presenta la pasante: Corina Adriana Sandoval Barba
 con número de cuenta: B223696-6 para obtener el TITULO de:
Ingeniera Mecánica Electricista

Considerando que dicha tesis reúne los requisitos necesarios para ser discutida en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO.

A T E N T A M E N T E .
 "POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"
 Cuautitlan Izcalli, Edo. de Mex., a 14 de enero de 1997

PRESIDENTE	<u>Ing. Josef Juan Cortez Lopez Benito</u>	<u>3/6/97</u>
VOCAL	<u>Ing. Hualde Bautista Brister</u>	
SECRETARIO	<u>Ing. Oscar Buendía Gómez</u>	<u>21/01/97</u>
PRIMER SUPLENTE	<u>Ing. Blanca C. de la Pefa Valencia</u>	<u>21/01/97</u>
SEGUNDO SUPLENTE	<u>Ing. Juan González Vega</u>	<u>17/03/1997</u>

*A la memoria de mi padre y abuelito, cuyo recuerdo
conservaré por siempre en mi corazón*

AGRADECIMIENTOS

Al Ing. Jorge Buendía Gómez, por su invaluable ayuda, confianza y amistad, todo mi cariño, admiración y respeto.

Al Ing. Ubaldo Ramírez Urizar, por la confianza y motivación ofrecidas.

Al Ing. Juan Contreras Espinosa, por el constante apoyo.

Al Ing. Juan González Vega, por promover mi desarrollo académico.

DEDICATORIAS

A mi madre, por brindarme siempre su amor, comprensión y ayuda.

A mi abuelita, mi eterna gratitud, por su compañía, consejos y apoyo.

A mi hermano, por ser la base de nuestra familia y en especial, por darme todo su cariño y cuidado.

A las siguientes personas que por uno u otros motivos han formado parte primordial en mi desarrollo personal y profesional.

José Naranjo Calleja

Eva López de Sandoval

Josefina Pinto Rjos

Erika Castillo Varón

Genoveva Fernández Montroy

Juan Manuel Peña Velázquez

Jorge Varón Pérez

Ma. Eugenia Castillo Varón

Hedén Martínez Estrada

CAPITULO 1. Conceptos de las mediciones eléctricas

1.1	Introducción	1
1.2	Carga, voltaje y corriente	1
1.2.1	Carga eléctrica	1
1.2.2	Voltaje	2
1.2.3	Corriente eléctrica	3
1.3	Ondas senoidales, frecuencia y fase	3
1.4	Valor promedio y valor cuadrático medio (RMS)	6
1.4.1	Valor promedio	7
1.4.2	Valores cuadráticos medios (RMS)	7
1.5	Resistencia, capacitancia e inductancia	11
1.5.1	Resistencia	11
1.5.1.1	Tipos de resistencias	12
1.5.2	Capacitancia	13
1.5.2.1	Dieléctricos	14
1.5.2.2	Reactancia capacitiva	15
1.5.2.3	Capacitancia parásita	15
1.5.2.4	Modelos y pérdidas de circuitos de capacitores	15
1.5.2.5	Tipos de capacitores	17
1.5.3	Inductancia	18
1.5.3.1	Reactancia Inductiva	20
1.5.3.2	Tipos de inductores	21
1.6	Impedancia	21

CAPITULO 2. Terminología en el campo de la medición

2.1	Introducción	23
2.2	Precisión y exactitud	23
2.3	Resolución y sensibilidad	24
2.4	Impedancia de entrada, de salida y carga	24
2.5	Tipos de Error	27
2.5.1	Errores graves	28
2.5.2	Errores sistemáticos	28
2.5.3	Errores aleatorios	29
2.6	Análisis estadístico	29
2.6.1	Media aritmética	30
2.6.2	Desviación de la media	30
2.6.3	Desviación promedio	30
2.6.4	Desviación estándar y varianza	31
2.7	Probabilidad de errores	31
2.7.1	Distribución normal de errores	32
2.7.2	Error probable	32
2.8	Errores llmite	33

CAPITULO 3. Amperímetros

3.1	Introducción	35
3.2	Amperímetros de lectura directa	35
3.2.1	Movimiento del galvanómetro de D'Arsonval	35
3.2.1.1	Resistencia en derivación	37
3.2.1.2	Derivación de Ayrton	38
3.2.2	Movimiento del electrodinámometro	39
3.2.3	Movimiento de hierro móvil	41
3.3	Amperímetros tipo sistema	43
3.3.1	Tipo rectificador	43
3.3.2	Tipo termopar	44
3.3.3	Tipo transformador de ca	45
3.3.4	Tipo magnetómetro de flujo instantáneo	47
3.3.5	Tipo efecto de Hall	48
3.3.6	Tipo voltímetro de cd	50
3.4	Especificaciones	52

CAPITULO 4. Voltímetros

4.1	Introducción	55
4.2	Voltímetros de corriente directa	55
4.2.1	Voltímetros analógicos de cd	55
4.2.1.1	Tipo de D'Arsonval	55
4.2.1.2	Tipo de D'Arsonval con amplificador	58
4.2.1.3	Tipo potenciométrico	60
4.2.2	Voltímetros digitales de cd	62
4.2.2.1	Tipo rampa	62
4.2.2.2	Tipo rampa escalera	64
4.2.2.3	Tipo de aproximaciones sucesivas	65
4.2.2.4	Tipo de balance continuo	67
4.2.2.5	Tipo integración	68
4.3	Voltímetros de corriente alterna	69
4.3.1	Tipo respuesta RMS	70
4.3.2	Tipo respuesta casi RMS	71
4.3.3	Tipo respuesta promedio	73
4.3.4	Tipo respuesta pico	75
4.3.5	Tipo RF	76
4.4	Especificaciones	77

CAPITULO 5. Instrumentos medidores de componentes básicos

5.1	Introducción	85
5.2	Medición de componentes	85
5.3	Instrumentos de medición de resistencia	86
5.3.1	Método de voltímetro-amperímetro	86
5.3.2	Ohmetros	87
5.3.2.1	Ohmetros analógicos	87
5.3.2.2	Ohmetros digitales	93
5.3.3	Puente de Wheatstone	93
5.3.4	Puente comparador	98
5.3.5	Puente de Kelvin	98
5.3.6	Miliohmímetro	101
5.4	Instrumentos de medición de capacitancia	102
5.4.1	Medición de la capacitancia con un voltímetro de ca	102
5.4.2	Puentes de capacitancia	103
5.4.2.1	Puente de capacitancia en serie	105
5.4.2.2	Puente de capacitancia en paralelo	106
5.4.2.3	Puente Schering	107
5.4.3	Medidores digitales de capacitancia	109
5.5	Instrumentos de medición de inductancia	110
5.5.1	Medición de inductancia con un voltímetro de ca	110
5.5.2	Puentes de inductancia	111
5.5.2.1	Puente Maxwell	111
5.5.2.2	Puente Hay	113
5.5.3	Medidor de Q	116
5.5.4	Medidores digitales de inductancia	118
5.6	Especificaciones	118

CAPITULO 6. Diseño de la interfase

6.1	Introducción	121
6.2	Interfase con una PC	121
6.2.1	Funciones del microprocesador	122
6.2.2	Función de las ranuras de expansión	125
6.2.2.1	Bus de expansión ISA	127
6.3	Diseño de la interfase	133
6.3.1	Interfase periférica programable	133
6.3.1.1	Descripción de las terminales del PPI 8255	133
6.3.1.2	Programación del PPI	136
6.3.1.3	Funcionamiento en modo 0	137
6.3.2	Decodificador/demultiplexor	138
6.3.3	Diagrama del diseño	139

CAPITULO 7. Diseño del hardware

7.1	Introducción	143
7.2	Convertidor analógico digital	143
7.2.1	Características del MC14433	144
7.2.2	Descripción del MC14433	145
7.2.3	Operación del MC14433	149
7.2.4	Configuración básica del MC14433 para el multímetro digital	151
7.3	Medición de voltaje	153
7.4	Medición de corriente	158
7.5	Medición de resistencia	160
7.6	Medición de capacitancia e inductancia	162

CAPITULO 8. Diseño del software

8.1	Introducción	171
8.2	Programa para medición de voltaje	171
8.3	Programa para medición de corriente	185
8.4	Programa para medición de resistencia	195
8.5	Programa para medición de capacitancia e inductancia	206

CAPITULO 9. Guía del usuario

9.1	Introducción	211
9.2	Elementos requeridos	211
9.3	Instalación	212
9.4	Uso y manejo	214
9.4.1	Menú principal	215
9.4.2	Menús secundarios	216

CONCLUSIONES	219
---------------------	------------

BIBLIOGRAFÍA	223
---------------------	------------

Conceptos de las Mediciones Eléctricas

1.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se definen los conceptos necesarios relacionados con las mediciones eléctricas. Estos conceptos facilitarán el estudio y comprensión de las diversas técnicas que se utilizan para medir voltaje, corriente, resistencia, capacitancia e inductancia, que serán descritas posteriormente.

Por tal motivo es indispensable tener los conocimientos apropiados que permitan analizar, seleccionar o en su caso diseñar el método de medición eléctrica que mejor se adapte a las circunstancias y necesidades presentes.

1.2 CARGA, VOLTAJE Y CORRIENTE

Los conceptos más básicos e importantes son carga eléctrica, voltaje y corriente, debido a que las mediciones eléctricas, por lo regular involucran la determinación de una o más de estas cantidades.

1.2.1 Carga Eléctrica

Los fenómenos eléctricos se originan por la naturaleza de las partículas que constituyen la materia. Por ejemplo, los átomos están formados por partículas cargadas eléctricamente. El núcleo de un átomo es una porción central que consiste en protones (que tienen una carga positiva) y de neutrones. El núcleo está rodeado de electrones. El electrón tiene una carga eléctrica que es igual en magnitud, pero opuesta en polaridad a la carga de un protón. Por lo tanto, un átomo eléctricamente neutro debe contener un número igual de electrones y protones.

Si se quita uno o más de los electrones de un átomo, ya no será neutro, y el átomo tendrá una carga neta positiva. Por lo tanto, si se quitan los electrones de varios átomos neutros de un cuerpo, éste adquiere una carga neta positiva. De igual manera, si de algún modo se inyectan electrones a un cuerpo de materia eléctricamente neutra, el cuerpo adquiere una carga neta negativa.

La unidad empleada para describir una cantidad de carga es el coulomb (su abreviatura es C). Un coulomb es equivalente a la carga eléctrica total que posee un conjunto de 6.2×10^{18} electrones; por lo tanto, un electrón tiene una carga de 1.6×10^{-19} C.

Un cuerpo que presente una carga neta experimentará una fuerza cuando esté colocado en la vecindad de otros cuerpos cargados. La magnitud de esta fuerza electrostática entre dos cuerpos con carga se calcula mediante la Ley de Coulomb, la cual es:

$$F = \frac{kQ_1 Q_2}{d^2} \quad 1.1$$

siendo Q_1 la carga, en coulombs, de un cuerpo, y Q_2 la carga del otro. F es la fuerza en newtons, d es la distancia en metros que separa los cuerpos cargados, $k = (4\pi\epsilon_0)^{-1}$ es una constante cuyo valor es 9×10^9 , newtons-metro²/coulomb² ($N \cdot m^2/C^2$), ϵ_0 es la permitividad (constante dieléctrica) del espacio vacío, 8.85×10^{-12} $C^2/N \cdot m^2$.

Si las cargas tienen polaridades iguales (es decir, ambas son positivas o negativas), la fuerza entre ellas es repulsiva. Si las cargas son de polaridad opuesta, la fuerza es atractiva.

1.2.2 Voltaje

El concepto de voltaje se relaciona con los conceptos de energía potencial y de trabajo. Esto es, cuando se mueven cargas eléctricas en contra de la fuerza de un campo eléctrico, se debe efectuar trabajo para moverlos. Este trabajo implica un gasto de energía. Como la ley de la conservación de la energía dice que ésta no se puede crear ni destruir, la energía empleada para mover cargas contra un campo eléctrico, debe convertirse a otra forma. La energía almacenada se llama energía potencial, debido a que tiene el potencial para liberarse y reconvertirse en la energía (cinética) asociada a una masa en movimiento.

Si una carga eléctrica está infinitamente alejada de otras cargas eléctricas, no se sentirá fuerza alguna de repulsión o de atracción debido a ellas. En este punto, el potencial electrostático de la carga se define como cero. Si la carga se lleva entonces más cerca de otras cargas, su potencial electrostático (y su energía potencial) cambiarán. Es decir, si se mueve la carga hacia una carga de polaridad igual, debe ser movida contra la fuerza del campo eléctrico y con ello aumentará su energía potencial. (Si se mueve la carga hacia cargas de polaridad opuesta, se mueve con, o a favor de la fuerza del campo eléctrico, y por lo tanto perderá energía potencial). Se define así el potencial electrostático de cualquier punto en el espacio como la energía, por unidad de carga, que se necesitaría para llevar la carga a ese punto desde un punto de cero potencial electrostático. Si se mueve un cuerpo con carga de un punto de un sistema eléctrico a otro, los dos puntos que localizan las posiciones de una partícula con carga antes y después de su cambio de posición se pueden caracterizar por la diferencia de potencial (electrostático) entre ellos. A la diferencia de potencial se le llama por lo general voltaje, e indica cuánta energía adquiere o pierde (por unidad de carga) una partícula al moverse dentro del campo eléctrico.

Se dice que dos puntos en un sistema tienen una diferencia de potencial de 1 volt, si se necesita 1 joule de energía para mover una carga de 1 coulomb de un punto a otro. Esto se escribe en forma matemática como sigue:

$$\text{diferencia de potencial}_{1,2} = \text{volts} = \frac{\text{joules}}{\text{coulomb}} \quad 1.2$$

La unidad de diferencia de potencial es el volt.

Hay que observar que es la diferencia de potencial entre dos puntos, lo que el voltaje mide. Sin embargo, en muchos sistemas, se escoge determinado nivel de potencial como nivel de referencia y se le asigna un valor arbitrario de cero. El potencial en todos los demás puntos del sistema se compara con este nivel. En esos sistemas se puede decir que puntos aislados del sistema tienen valores de voltaje, porque se supone que el valor cero del nivel de referencia es el segundo nivel con el cual se comparan otros niveles de potencial.

El planeta Tierra es el cero de referencia que se usa con mayor frecuencia (también llamada tierra física). Esto significa que el potencial de la tierra en cualquier punto al cual se conecte un circuito eléctrico se considera generalmente como cero.

1.2.3 Corriente Eléctrica

Se define la corriente eléctrica como el número de cargas que se mueven más allá de un punto dado en un circuito en un segundo. Se escribe en forma matemática esta definición para una corriente estable como:

$$i = \frac{q}{t} \quad 1.3$$

siendo i la corriente y q la carga neta que pasa por el punto en t segundos. La unidad de corriente es el ampere (A), y 1 ampere quiere decir que se ha transportado 1 coulomb de carga más allá de un punto en 1 segundo. Las corrientes más pequeñas se describen frecuentemente usando el miliampere (mA, 10^{-3}), el microampere (μ A, 10^{-6}) o el picoampere (pA, 10^{-9}).

1.3 ONDAS SENOIDALES, FRECUENCIA Y FASE

Los valores instantáneos de las señales eléctricas pueden graficarse cuando varían con el tiempo. A las gráficas obtenidas se les llama formas de onda de la señal. Las formas de onda de las señales se analizan y se miden en muchas aplicaciones eléctricas.

De manera general, si el valor de una onda permanece unidireccional con el tiempo, a la señal se le llama señal de corriente directa (cd). Dentro de ésta clasificación, se encuentran dos tipos de ondas, ellas son: pulsante y constante. La primera se caracteriza por la variación de su valor con el tiempo, mientras que en la segunda, su valor se mantiene constante. Sin embargo, a menos que se indique lo contrario, cuando se hace referencia a una señal de cd, comúnmente se asume, que ésta es del tipo constante.

Por el contrario, si una señal varía con el tiempo y tiene valores instantáneos positivos y negativos, a la onda se le llama onda de corriente alterna (ca). Si la variación se repite en forma continua (independientemente de la forma de la repetición), a la onda se le llama onda periódica.

La forma de onda periódica que con más frecuencia se encuentra en los sistemas eléctricos es la senoidal. Al describir sus características también se pueden presentar las características más importantes que se emplean para definir otras ondas periódicas. La Figura 1.1 muestra un ejemplo de una onda senoidal. La expresión matemática de esta onda es:

$$v = V_o \text{ sen } \omega t = V_o \text{ sen } (2\pi ft) \quad 1.4$$

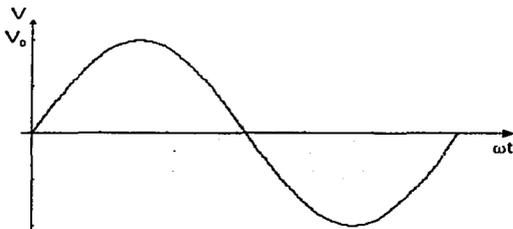


Figura 1.1

La amplitud de la onda senoidal (y también de otras formas de onda), es el valor máximo de la función y en este caso está dado por V_0 en la ecuación (1.4). La frecuencia, f , de la onda senoidal (y de otras formas de onda periódicas) se define como el número de ciclos por segundo o hertz (Hz). La duración en tiempo (en segundos) de un ciclo de una onda se llama periodo, T . La frecuencia y el periodo de la onda se relacionan mediante:

$$f = \frac{1}{T} \quad 1.5$$

Además, se define un ciclo de una onda como abarcando 2π radianes. Así, si se multiplica 2π por la frecuencia, se obtiene la frecuencia angular ω , en radianes, de la onda senoidal:

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \quad 1.6$$

Las unidades de ω son radianes por segundo.

En la Figura 1.2, están graficadas dos ondas senoidales de frecuencia igual en un solo eje de tiempo. Las ecuaciones de ambas ondas no pueden ser iguales, por que cada una tiene diferente valor instantáneo que la otra en cualquier momento. La manera en la que difieren las ecuaciones de las dos ondas es en el valor de sus ángulos de fase. El concepto de ángulo de fase implica la comparación de dos cantidades relativas. Por ejemplo, si se define la onda A con un ángulo de fase de cero, su ecuación se escribe como:

$$v = V_0 \text{ sen } \omega t \quad 1.7$$

Entonces, la onda B tendrá un ángulo θ de fase, que indica cuánto están desplazadas las ondas entre sí, en el tiempo. Si la onda B tiene valor cero (con pendiente positiva) que se presenta después del valor cero (con pendiente positiva) de la onda A, entonces se dice que la onda B sigue a la onda A, o está atrasada con respecto a la onda A y viceversa. Por ejemplo, en la Figura 1.1 b) se puede decir que la onda B está atrasada cada θ grados con respecto a la onda A. La ecuación de la onda B se escribe entonces como:

$$v = V_0 \text{ sen } (\omega t - \theta) \quad 1.8$$

en donde el signo menos de θ indica que la onda de la ecuación (1.8) está atrasada un ángulo θ con respecto a la onda de la ecuación (1.7).

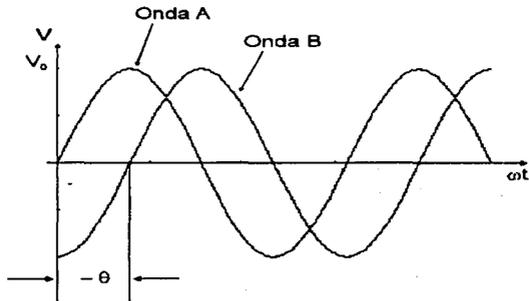


Figura 1.2

1.4 VALOR PROMEDIO Y VALOR CUADRÁTICO MEDIO (RMS)

Si las señales aplicadas a un circuito son sólo señales de cd, es bastante fácil calcular cantidades tales como el número de amperes que fluyen en el circuito, o la energía disipada por los componentes del circuito a lo largo de un periodo de tiempo. Además, una medición en cualquier instante de la forma de onda de cd revelará todo lo que se debe conocer sobre la cantidad que representa. Sin embargo, las magnitudes de las cantidades eléctricas varían por lo general, a lo largo del tiempo, en vez de mantener valores constantes.

Quando las ondas poseen formas variables con el tiempo, ya no es suficiente medir solamente el valor de la cantidad que representan en sólo un instante. No es posible determinar todo lo que se debe conocer sobre la señal, a partir de una sola medición. Sin embargo, sí se puede determinar la forma de una onda variable en el tiempo, también se pueden calcular algunos valores característicos de la onda (por ejemplo, su valor promedio). Estos valores se pueden emplear para comparar la efectividad de varias formas de onda con respecto a la de otras formas, y también se pueden emplear para predecir los efectos que tendrá una forma de onda determinada sobre el circuito al que se aplica.

Los dos valores característicos empleados con más frecuencia en ondas variables con el tiempo son: el valor promedio y el valor medio cuadrático (rms).

1.4.1 Valor Promedio

Se puede comprender mejor el significado del valor promedio de una onda, si se emplea una onda de corriente como ejemplo. El valor promedio de una onda de corriente que varía a lo largo de un periodo T es el valor que tendría una corriente directa si se suministrara una cantidad igual de carga en el mismo periodo, T . Matemáticamente, el valor promedio de cualquier onda periódica se obtiene dividiendo el área bajo la curva de la onda en un periodo T , entre el tiempo del periodo. Esto se puede escribir como:

$$A_{\text{prom}} = \frac{\text{área bajo la curva}}{\text{longitud (segundos) del periodo}} \quad 1.9$$

siendo A_{prom} el valor promedio de la onda.

La expresión anterior se escribe en forma más general como:

$$A_{\text{prom}} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad 1.10$$

en donde T es la longitud del periodo de la curva y $f(t)$ es la ecuación de la forma de la onda.

1.4.2 Valores Cuadráticos Medios (RMS)

El segundo valor característico de una onda variable en el tiempo es el valor rms (root mean square). Este valor se usa con más frecuencia que el valor promedio para describir las ondas de señales eléctricas. La principal razón de ello es que el valor promedio de las ondas simétricas es cero. Un valor cero en realidad no da mucha información útil sobre las propiedades de una señal. En contraste, el valor rms de cualquier onda no es cero.

El valor rms de una onda se relaciona con su capacidad de suministro de energía. De acuerdo con esta interpretación, al valor rms a veces se le llama el valor efectivo. Se emplea este nombre debido a que el valor rms es igual al valor de una onda de cd que entregaría la misma potencia si se sustituyera a la onda variable en cuestión.

Matemáticamente, el valor rms de una onda se escribe como:

$$A_{\text{rms}} = \sqrt{\langle f(t)^2 \rangle} = \sqrt{\text{promedio}[f(t)^2]} \quad 1.11$$

donde el símbolo $\langle \rangle$ indica que se toma el promedio de la cantidad dentro de los paréntesis. Para una onda dada, $f(t)$, el valor rms se encuentra empleando la expresión:

$$A_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [f(t)]^2 dt}$$

1.12

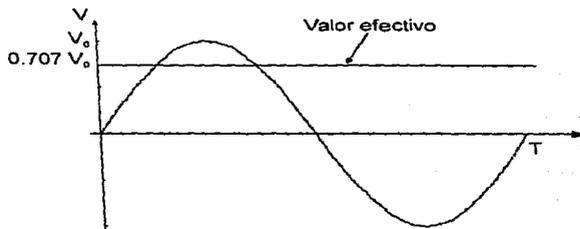
siendo T la longitud de un periodo de la onda (en segundos).

Al referirse a señales senoidales, es usual describirlas en términos de sus valores rms. Por ejemplo, la electricidad de 120 V, 60 Hz entregada a los consumidores domésticos en realidad es una onda senoidal cuya amplitud es de unos 170 V y cuyo valor rms es por lo tanto 120 V.

La Figura 1.3 muestra cinco formas de onda variables en el tiempo, que con frecuencia se encuentran en los trabajos de medición eléctrica. Los valores promedio y rms de cada una se dan con relación a sus amplitudes pico.

Valor promedio = 0

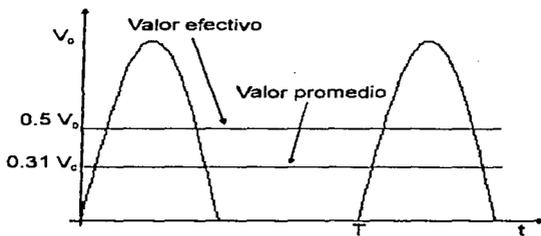
$$\text{Valor efectivo} = \frac{V_0}{\sqrt{2}} = 0.707 V_0$$



a) Onda Senoidal

Valor promedio = $0.31 V_0$

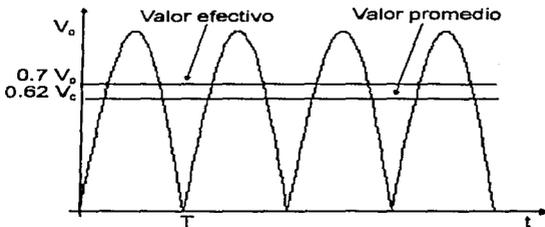
Valor efectivo = $0.5 V_0$



b) Media onda senoidal rectificada

Valor promedio = $\frac{2}{\pi} V_0 = 0.636 V_0$

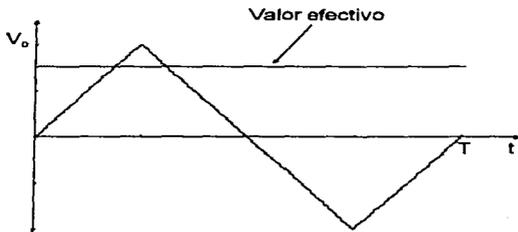
Valor efectivo = $\frac{V_0}{\sqrt{2}}$



c) Onda completa senoidal rectificada

Valor promedio = 0

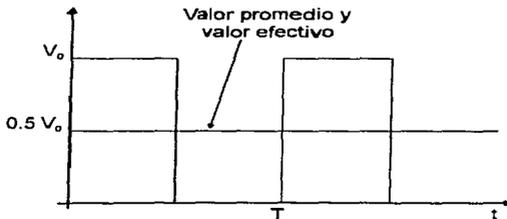
$$\text{Valor efectivo} = \sqrt{\frac{V_0^2}{3}}$$



d) Onda triangular

$$\text{Valor promedio} = \frac{V_0}{2}$$

$$\text{Valor efectivo} = \frac{V_0}{2}$$



e) Onda cuadrada

Figura 1.3

1.5 RESISTENCIA, CAPACITANCIA E INDUCTANCIA

Los componentes eléctricos que con mayor frecuencia se encuentran en las áreas eléctrica y electrónica son los resistores, los capacitores y los inductores, de diferentes tipos y aplicaciones cada uno. De aquí que para realizar una medición adecuada de sus valores es necesario conocer sus propiedades, factores que los afectan, así como la forma en que modifican el comportamiento de los circuitos eléctricos.

1.5.1 Resistencia

La resistencia describe la tendencia de un material para impedir el flujo de cargas eléctricas a través de él. La unidad de medida de la resistencia, R es el ohm (Ω). El símbolo en un circuito para la resistencia se muestra en la Figura 1.4. Si un circuito o dispositivo necesita el efecto que produce una cantidad específica de resistencia (como limitar la corriente que pasa a través de él o disipar energía), se emplea un elemento que aumenta la resistencia total del circuito. A ese elemento se le llama resistor. Los resistores (comúnmente llamados resistencias) se fabrican con materiales que conducen la electricidad, pero que poseen una resistencia grande comparada con la resistencia de los alambres y de los contactos. El voltaje instantáneo a través de una resistencia es directamente proporcional a la corriente que pasa a través de él. La ecuación que describe esta relación, está dada por:

$$v = Ri \quad 1.13$$

y se conoce como la Ley de Ohm.

Si se desea expresar qué tan bien conduce un elemento, en lugar de impedir el paso de la electricidad, la Ley de Ohm se puede escribir en la forma siguiente:

$$i = Gv \quad 1.14$$

en donde a $G = 1/R$ se le llama conductancia y sus unidades son los siemens (S). Decir que un elemento de circuito tiene una baja conductancia implica que conduce poca electricidad y tiene una resistencia alta.



Figura 1.4

La resistencia de cualquier material con un área uniforme de su corte transversal se determina por los siguientes cuatro factores

1. Tipo de Material
2. Longitud
3. Área de la Sección Transversal
4. Temperatura

Por ejemplo, para dos alambres del mismo tamaño físico y a la misma temperatura, la resistencia se determina sólo por medio del tipo de material. Si se tiene un aumento de longitud, como resultado se dará un incremento de la resistencia para áreas similares, el mismo material y la misma temperatura. El aumento del área, cuando las variables determinantes restantes permanezcan iguales, dará como resultado una disminución de la resistencia. Finalmente, el aumento de la temperatura para alambres de construcción idéntica y el mismo material, dará como resultado una mayor resistencia.

La explicación anterior revela que la resistencia es directamente proporcional a la longitud y el material empleado e inversamente proporcional al área. Matemáticamente, la resistencia de un conductor se expresa mediante:

$$R = \rho \frac{l}{A} \qquad \mathbf{1.15}$$

donde l es la longitud, A es la sección de corte transversal y ρ es la resistividad del material a temperatura ambiente (20 °C).

1.5.1.1 Tipos de resistencias

Las resistencias se emplean para muchos fines tales como calentadores eléctricos, elementos divisores de corriente y voltaje, y dispositivos limitadores de corriente. Por lo tanto, sus valores y tolerancias de resistencia varían muy ampliamente. Se fabrican resistencias de 0.1 Ω hasta muchos megohms. Las tolerancias aceptables pueden ir desde ± 20 por ciento (resistencias de los elementos calefactores) hasta ± 0.001 por ciento (resistencia de precisión en los instrumentos sensibles de medición). Como ningún material o tipo de resistencia se puede emplear para abarcar todos los rangos y tolerancias, se deben emplear muchos diseños diferentes. La Tabla 1.1 resume las propiedades de las resistencias que con más frecuencia se encuentran comercialmente.

CARACTERÍSTICAS DE VARIOS TIPOS DE RESISTENCIA

Tipo	Rango	Tolerancia (%)	Coefficiente de temperatura (%/°C)	Potencia Máxima
Composición de carbón	1 Ω a 22 MΩ	5 a 20	0.1	2 W
De alambre enrollado	1 Ω a 100 kΩ	0.0005 y mayor	0.0005	200 W
De película metálica	0.1 a 10 ¹⁰ Ω	0.005 y mayor	0.0001	1 W
De película de carbón	10 Ω a 100 MΩ	0.5 y mayor	- 0.015 a 0.05	2 W
De acero	0.1 a 1 Ω	20		250 kW
Líquida	0.01 a 1 Ω	20		> 250 kW

Tabla 1.1

1.5.2 Capacitancia

Los cuerpos materiales que poseen cargas eléctricas opuestas se atraen entre sí por una fuerza cuya intensidad se calcula mediante la Ley de Coulomb. Para ayudar a representar esta fuerza, se puede calcular un campo eléctrico y un voltaje entre esos cuerpos. Se ha observado que, para cada configuración particular de dos cuerpos cargados en la que la forma y la separación de dichos cuerpos permanecen fijos, la relación de carga a voltaje que existe entre ellos es una constante. Esta observación se expresa matemáticamente como:

$$C = \frac{q}{v} \quad 1.16$$

A la constante C se le llama la capacitancia de la configuración geométrica en particular. Planteándolo de otro modo, la capacitancia es la cantidad de carga que la configuración puede almacenar por cada volt de diferencia de potencial que existe entre los dos cuerpos.

Si se construye un elemento de circuito de modo que posea deliberadamente un valor determinado de capacitancia, a ese elemento se le llama capacitor. La unidad de capacitancia es el farad (F) y se expresa como:

$$1 \text{ farad} = \frac{1 \text{ coulomb de carga almacenada}}{1 \text{ volt}} \quad 1.17$$

El símbolo de circuito que se emplea para el capacitor se muestra en la Figura 1.5.



Figura 1.5

Un coulomb es una cantidad muy grande de carga, y la cantidad de carga almacenada por cada volt en la mayoría de los capacitores reales es mucho más pequeña que un coulomb. Esto hace que el farad sea inadecuado para describir la capacitancia de los capacitores reales. Como resultado, es más común ver la capacitancia de configuraciones particulares y capacitores expresadas en picofarads ($1 \text{ pF} = 10^{-12} \text{ F}$), o en microfarads ($1 \mu\text{F} = 10^{-6} \text{ F}$). Por ejemplo, los capacitores grandes que se emplean en los filtros de fuentes de poder tienen valores de capacitancia de 10 a 1000 μF . Los capacitores con valor pequeño que se emplean en instrumentos de radiocomunicación tienen valores de capacitancia entre 25 y 500 pF

Se emplea la configuración especial de dos placas de metal paralelas separadas por una distancia muy pequeña, para construir casi todos los elementos de circuito que se utilizan como capacitores. Estos capacitores se llaman capacitores de placas paralelas. El valor de la capacitancia para estructuras de placas paralelas se calcula mediante la ecuación:

$$C = \frac{K \epsilon_0 A}{d} \quad 1.18$$

en donde K es la constante dieléctrica relativa, ϵ_0 es la permitividad del espacio libre (y es una constante cuyo valor es $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$), A es la superficie de las placas (en metros cuadrados), y d es la distancia entre las placas (en metros). De la ecuación (1.18) se puede ver que para aumentar el valor de la capacitancia de una estructura de placas paralelas, se puede ya sea aumentar su superficie, el valor de la constante dieléctrica, o disminuir la distancia entre las placas.

1.5.2.1 Dieléctricos

Un dieléctrico es un material aislante colocado entre las placas de un capacitor, para aumentar el valor de la capacitancia. Se pueden obtener muchos valores diferentes de capacitancia, a partir de dos placas paralelas del mismo tamaño y separación utilizando diferentes dieléctricos.

La constante dieléctrica relativa K que se presentó en la ecuación (1.18) es el parámetro que indica en cuánto puede aumentar la capacitancia, en relación con el espacio vacío, un dieléctrico particular introducido entre las placas del capacitor.

1.5.2.2 Reactancia Capacitiva

Si el voltaje a través de un capacitor varía con el tiempo, se ve de la ecuación (1.16) que el voltaje cambiante origina un cambio en la carga almacenada en el capacitor. Este almacenamiento de carga debe ir acompañado de un flujo de corriente hacia, o desde el capacitor. Ya que la corriente es la velocidad de flujo de carga, la corriente requerida es directamente proporcional a la velocidad de cambio del voltaje del capacitor. Sin embargo, el voltaje a través de un capacitor no puede cambiar instantáneamente, ya que un cambio de voltaje discontinuo instantáneo necesitaría de una corriente infinita. Así, el capacitor reacciona contra los cambios de voltaje a través de él; o sea presenta una impedancia o reactancia capacitiva, X_c . La reactancia capacitiva tiene unidades de ohms y depende de la frecuencia de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{\omega C} \quad 1.19$$

siendo f la frecuencia de la señal aplicada. Mientras mayor sea la frecuencia, la capacitancia presenta menos reactancia al flujo de la carga. La ecuación (1.19) también indica que un capacitor aparece como un circuito abierto (impedancia infinita) a un voltaje de corriente directa ($X_c \rightarrow \infty$ a medida que $f \rightarrow 0$).

1.5.2.3 Capacitancia Parásita

La capacitancia puede existir y de hecho existe entre conductores que están a distintos potenciales sin importar su forma. Se tienen varias configuraciones de elementos de circuito y de puntas de prueba que con frecuencia presentan esa capacitancia. Generalmente, el efecto de capacitancia no es planeado y es indeseable porque aparece como un elemento adicional de capacitancia en un circuito o sistema. Por este motivo, es usual llamarle capacitancia parásita. A veces los efectos de la capacitancia parásita son pequeños y se pueden despreciar; otras veces, los efectos pueden ser relativamente grandes y pueden originar cambios significativos en la conducta de un circuito. Por ejemplo, a altas frecuencias la capacitancia parásita puede desviar grandes cantidades de energía de señal que deberían transferirse en realidad a otros puntos en el circuito. Cuando la capacitancia parásita es significativa, se debe reducir o incluir su magnitud en el análisis del circuito o diseño del sistema de medición.

1.5.2.4 Modelos y Pérdidas de Circuitos de Capacitores

Un elemento capacitor ideal almacena, más no disipa energía. Es un elemento sin pérdidas. Sin embargo, un capacitor real siempre tiene algunas pérdidas relacionadas con su funcionamiento.

Si el dieléctrico que separa las placas del capacitor fuera un aislador perfecto, y si los conductores y las placas se pudieran fabricar de materiales conductores perfectos, el capacitor no disiparía energía durante su carga y descarga. Sin embargo, como los dieléctricos reales no son aisladores perfectos, en realidad originan algo de pérdida de

energía cuando el capacitor trabaja en un circuito. Esta pérdida de dieléctrico depende de qué tan imperfecto sea el dieléctrico y de la frecuencia del voltaje aplicado.

En el caso especial de aplicarse un voltaje de cd, una pequeña corriente fluye a través del capacitor debido a los pocos portadores de carga libres que existen en el dieléctrico. (Mientras más se asemeje el dieléctrico a un aislador perfecto, menores serán los portadores de carga libres). A esa corriente se le llama corriente de fuga. Los dieléctricos de poliestireno y de mylar presentan las menores de corrientes de fugas. Los capacitores electrolíticos tienen algunas de las más altas corrientes de fuga. La humedad y los defectos en la encapsulación del capacitor o en su empaquetado, pueden a veces originar corriente de fugas adicionales.

Las demás pérdidas principales de un capacitor involucran las llamadas pérdidas resistivas o pérdidas de placas. Se deben a la resistencia del material del que se fabrican las placas y las terminales del condensador. A altas frecuencias el capacitor se carga y descarga parcialmente a altas velocidades. Cada vez que la corriente fluye hacia dentro o hacia fuera de un capacitor, debe fluir a través de esos conductores perdiendo algo de energía. Además, la resistencia de los conductores puede ser mucho mayor a altas frecuencias que su valor de resistencia para corriente directa. Por lo tanto, a frecuencias altas, el efecto de pérdida debido a la resistencia se puede volver bastante significativa.

Esas pérdidas de placas, al igual que las pérdidas del dieléctrico, se hacen aparentes como calor generado durante la operación del capacitor. Por lo tanto, se deben mantener en un nivel razonable para evitar daños al elemento por calentamiento excesivo.

Las pérdidas totales de un capacitor real se pueden tomar en cuenta al crear un modelo de circuito equivalente del capacitor en el análisis de circuitos. Un modelo que se emplea con frecuencia es una resistencia conectada en paralelo con un capacitor ideal. Se llama modelo paralelo. La corriente de fuga de un capacitor se puede suponer que fluye a través de la resistencia de ese modelo. Mientras menor sea la corriente de fuga que exista para un voltaje dado, mayor es la resistencia de fuga, R_p . (Se considera que 100 M Ω o más es una alta resistencia de fuga. Una baja resistencia de fuga sería 1 M Ω o menos).

Otro modelo que también se emplea para representar los capacitores es el modelo en serie. No es tan fácil asociar una corriente de fuga con este modelo, pero es más útil que el modelo paralelo para analizar ciertos circuitos.

Ambos modelos de circuitos equivalentes paralelo y en serie de un capacitor, dependen de la frecuencia. Esto significa que el valor de los elementos que se emplean en ellos está sujeto a variaciones con la frecuencia aplicada. Sin embargo, la mayoría de los capacitores tienen un rango de frecuencias en el que C y R permanecen aproximadamente constantes (ver Tabla 1.2). Siempre que se use el capacitor en este rango se pueden emplear con confianza los modelos serie o paralelo.

El factor de disipación o pérdida, D , también depende de la frecuencia. Se define este factor como la relación de la conductancia a la reactancia capacitiva de un capacitor. Para el modelo paralelo, D se calcula mediante:

$$D = \frac{1}{\omega C_p R_p} \Big|_{\omega} \quad 1.20$$

Aquí ω es la frecuencia del voltaje aplicado y C_p y R_p son los valores de los elementos del modelo paralelo medidos a la frecuencia aplicada. Para el modelo en serie, D se calcula mediante:

$$D = \omega C_s R_s \Big|_{\omega} \quad 1.21$$

siendo C_s y R_s los valores de los elementos de capacitancia y de resistencia de este modelo, medidos a la frecuencia aplicada. El factor de disipación, también se define como la relación de la cantidad de energía disipada, por cada medio ciclo con respecto a la energía promedio almacenada por cada medio ciclo. En cierto sentido, es una medida de la eficiencia de un capacitor para almacenar y después descargar energía. Los valores típicos para capacitores comerciales van desde 0.001 hasta 0.0001. Mientras menos sea el valor, mejor será el capacitor. Algunos fabricantes emplean el término factor de calidad y no el de factor de disipación. Estos términos simplemente son recíprocos entre sí.

En un capacitor ideal, D sería cero si R_p fuera infinito o si R_s fuera cero. En un capacitor real, mientras mayor sea el valor de D , mayor será la pérdida general. Los valores de D varían desde aproximadamente 0.1 en los capacitores electrolíticos hasta aproximadamente 10^{-4} en los de poliestireno.

1.5.2.5 Tipos de Capacitores

Los capacitores prácticos se fabrican con varias combinaciones de conductores y dieléctricos. Las familias de capacitores se basan en el tipo de dieléctrico empleado como mica, cerámica, papel o aceite. La Tabla 1.2 resume las principales características de dichas familias.

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas

TIPOS DE CAPACITORES Y SUS CARACTERÍSTICAS

Dieléctrico	Valores disponibles de capacitancia	Tolerancias (%)	Resistencia de fuga (MΩ)	Rangos de voltaje máximo	Rangos útiles de frecuencia (Hz)
Mica (plateado)	1 pF - 0.1 μF	± 1 a ± 20	1000	500 - 75 kV	10 ³ - 10 ¹⁰
Cerámica (baja pérdida)	1 pF - 0.001 μF	± 5 a ± 20	1000	6000 V	10 ³ - 10 ¹⁰
Cerámica (alta K)	100 pF - 0.1 μF	+ 100 a - 20	30 - 100	100 V o menor	10 ³ - 10 ⁶
Papel (empapado en aceite)	1000 pF - 50 μF	± 10 a ± 20	100	100 V a 100 kV	100 - 10 ⁹
Poliestireno	500 pF - 10 μF	± 0.5	10000	1000 V o menor	0 - 10 ¹⁰
Mylar	5000 pF - 10 μF	± 20	10000	100 V a 600 V	100 - 10 ⁹
Electrolítico	0.047 μF - 0.7 F	± 100 a -20	1	500 V o menor	10 - 10 ⁴
Aire - variable	Desde 10 pF (sin malla) hasta 500 pF (con malla)	± 0.1		500 V	

Tabla 1.2

1.5.3 Inductancia

La inductancia es aquella propiedad de un dispositivo que reacciona contra un cambio en la corriente que pasa por él. Los inductores son componentes diseñados para emplearse en circuitos y resistir cambios de corriente para así efectuar importantes funciones de control.

El diseño de los inductores se basa en el principio de que un campo magnético variable induce un voltaje en cualquier conductor en ese campo. Así, un inductor práctico puede ser sencillamente un bobina de alambre. La corriente en cada espira de la bobina produce un campo magnético que pasa a través de las espiras vecinas. Si la corriente a través de la bobina es constante, el campo magnético es constante y no sucede nada. Sin embargo, un cambio en la corriente produce un cambio en el campo magnético. La energía absorbida o liberada del campo magnético cambiante reacciona contra el cambio en la corriente, y esto se presenta como un voltaje inducido (fuerza electromotriz, o fem), el cual es contrario al cambio del voltaje aplicado. El inductor se comporta entonces como una impedancia de la corriente alterna.

La fuerza contra electromotriz es directamente proporcional a la velocidad de cambio de la corriente a través de la bobina ($V_L = L[di/dt]$). La constante de proporcionalidad es la inductancia L cuyas unidades son los henrys (H) y su símbolo se presenta en la Figura 1.6.



Figura 1.6

Los inductores se fabrican devanando alambre en varias configuraciones de bobinas. Esto restringe el campo magnético dentro del espacio físico alrededor del inductor y crea el mayor efecto de inductancia por unidad de volumen del elemento.

Los principales factores que determinan la magnitud de la inductancia en una bobina son:

1. El número de vueltas de la bobina.
2. El tipo y forma del material del núcleo.
3. El diámetro y el espaciamiento de las vueltas.

Es usual devanar las bobinas alrededor de núcleos de material ferromagnético, porque esto hace que la densidad del flujo magnético dentro de la bobina sea mucho mayor que si el núcleo fuera de aire. La mayor densidad de flujo permite un aumento de la inductancia de la estructura. Pero este tipo de núcleo hace que el inductor este sujeto a corrientes secundarias o parásitas por histéresis.

Para los inductores cuya forma es semejante a la de la Figura 1.7, el valor aproximado de la inductancia se puede calcular mediante la siguiente ecuación:

$$L = \frac{\mu_r \mu_0 N^2 A}{l} \quad 1.22$$

donde L es la inductancia en henrys, μ_r es la permeabilidad relativa del núcleo, μ_0 es la permeabilidad en el espacio libre, N es el número de vueltas, A es el área de una vuelta, y l es la longitud media de la bobina.

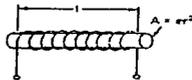
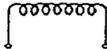




Figura 1.7

1.5.3.1 Reactancia inductiva

En un circuito de corriente alterna, el inductor presenta reactancia a la corriente alterna. La reactancia inductiva X_L tiene unidades de ohms y está definida por:

$$X_L = \omega L = 2 \pi f L \quad 1.23$$

La reactancia inductiva, al igual que la reactancia capacitiva depende de la frecuencia. Sin embargo, para los inductores, la reactancia aumenta cuando se incrementa la frecuencia. Se dice que un inductor es un cortocircuito a la corriente directa, ya que $X_L \rightarrow 0$ cuando $f \rightarrow 0$.

Los inductores reales presentan resistencia además de reactancia inductiva, debido a la resistividad de los alambres con los que se devanan las bobinas de un inductor. Sin embargo, la resistencia de un inductor casi nunca se especifica. En lugar de ello, se emplea un factor, llamado el factor de calidad Q . Este, da la relación de la reactancia inductiva del inductor con respecto a su resistencia a una frecuencia específica, o sea:

$$Q = \frac{\omega L(\omega)}{R} \quad 1.24$$

Si R fuera igual a cero, Q sería infinita y el inductor tendría un comportamiento ideal. Así, mientras mayor sea el valor de Q , más ideal es el inductor. Los inductores mejor fabricados tienen valores de Q de aproximadamente 1000. El valor Q de un inductor se puede medir con puentes de inductancia o medidores de Q .

1.5.3.2 Tipos de inductores

Para aplicaciones de baja frecuencia, se emplean inductores con altos valores de inductancia (> 5 H). Se emplea hierro o acero al silicio laminado para el núcleo del inductor. Para aplicaciones de alta frecuencia, se emplean inductores mucho más pequeños (10^{-3} a 10^{-8} H) y los materiales que se utilizan para el núcleo son pastillas de hierro en polvo y ferritas.

Algunas aplicaciones requieren inductores variables en lugar de fijos. Los circuitos de sintonización, el corrimiento de fase y la conmutación de bandas en los amplificadores requieren a veces una inductancia variable. Se pueden fabricar esos inductores de diferente manera, como puede ser con conmutador de derivaciones ó con núcleo móvil.

1.6 IMPEDANCIA

En corriente directa, la resistencia de un elemento lineal, de dos terminales, se define como la relación del voltaje a la corriente, que pasan a través de él, que por la Ley de Ohm es $R = V/I$. Para corriente alterna senoidal, la relación del voltaje a la corriente es generalmente un número complejo. El equivalente en ca de la Ley de Ohm en forma cartesiana es:

$$\frac{V}{I} = Z = R + jX \quad 1.25$$

en donde a Z se le llama la impedancia del dispositivo y a X la reactancia (ya sea capacitiva o inductiva). El recíproco de la impedancia se llama admitancia del elemento y:

$$Y = \frac{1}{Z} = G + jB \quad 1.26$$

en donde Y es la admitancia, G la conductancia y B la susceptancia del elemento.

Se puede expresar la impedancia en forma polar y cartesiana y la relación entre ellas es:

$$Z = R + jX = |Z|e^{j\theta} = |Z|(\cos\theta + j\sin\theta) \quad 1.27$$

en donde la magnitud de la impedancia, |Z| es:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad 1.28$$

y el ángulo θ de fase de la impedancia es:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{X}{R} \quad 1.29$$

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas

Los componentes físicos reales no son ideales, y en realidad poseen los tres parámetros de la Impedancia (resistencia, inductancia y capacitancia). A cualquier frecuencia un elemento posee una impedancia compleja la cual, sin embargo, se puede simular mediante dos elementos de un circuito ideal, una resistencia equivalente y una inductancia equivalente o capacitancia equivalente. Si cada elemento representa un término de la expresión $R + jX$ se supone que están conectados en serie, ya que las impedancias de los elementos en serie son aditivas.

La impedancia de un elemento o circuito también se puede expresar, como una admitancia en donde los dos elementos equivalentes son G y B , como en la ecuación (1.26). En este caso, se supone que los elementos están conectados en paralelo.

Si se usa un modelo de impedancia o admitancia de dos elementos equivalentes para representar un dispositivo, este modelo con valores específicos de cada elemento sólo es exacto a una sola frecuencia.

Terminología en el Campo de la Medición

2.1 INTRODUCCIÓN

El proceso de medición, generalmente requiere el uso de un instrumento como medio físico para determinar la magnitud de una variable. Por lo tanto, un instrumento se puede definir como: dispositivo para determinar el valor o la magnitud de una cantidad o variable. Un instrumento electrónico, como su nombre lo indica, se basa en principios eléctricos o electrónicos para efectuar una medición. Los instrumentos electrónicos pueden ser, desde aparatos de construcción muy simples hasta los más sofisticados, lo que se refleja directamente tanto en sus características de operación como en su costo. Por lo que, para optimizar el uso de estos dispositivos, se necesita entender una serie de términos que comúnmente se emplean en el trabajo de medición.

2.2 PRECISIÓN Y EXACTITUD

En el análisis de mediciones, a menudo se malinterpretan las palabras exactitud y precisión, y se emplean en forma incorrecta. Aunque se considera que tienen el mismo significado, hay una diferencia entre sus definiciones, cuando se usan para descripciones de mediciones experimentales.

La exactitud de una medición, especifica la diferencia entre el valor medido y el valor real de una cantidad. La desviación del valor verdadero, es un índice de qué tan exactamente se ha llevado a cabo una lectura. Por otro lado, la precisión, especifica la repetibilidad de un conjunto de lecturas, hecha cada una en forma independiente con el mismo instrumento. Se determina una estimación de la precisión mediante la desviación de la lectura con respecto al valor promedio. Un ejemplo que muestra la diferencia entre exactitud y precisión, es cuando se tiene un instrumento con un defecto en su funcionamiento. El instrumento puede estar dando un resultado que es altamente repetible de medición a medición, pero alejado del valor verdadero. Los datos obtenidos en este instrumento serían de alta precisión pero muy inexactos. También puede suceder que dos instrumentos den lecturas que son igualmente precisas, pero que difieran en exactitud debido a diferencias en el diseño de los instrumentos. Estos ejemplos subrayan que la precisión no garantiza la exactitud, aunque la exactitud necesita de la precisión.

El concepto de exactitud, cuando se aplica a instrumentos que muestran una lectura mediante el empleo de una escala y una aguja, se refiere por lo general al valor de su escala completa (a menos que se especifique otra cosa). Cuando se dice que la exactitud de un medidor es de 1 por ciento, esto significa que una lectura que se tome en cualquier lugar de una de sus escalas no tendrá error mayor que el 1 por ciento del valor de la escala completa.

La exactitud digital se especifica generalmente, como un porcentaje de más o menos de la lectura más un número de conteos del dígito menos significativo (por ejemplo, ± 0.05 por ciento de la escala completa FS - Full Scale ± 1 conteo). La exactitud puede cambiar al seleccionarse distintos rangos. También se tiene generalmente un rango específico de temperatura en que el fabricante garantiza la exactitud declarada. Algunos fabricantes especifican la exactitud de sus instrumentos con el formato siguiente: La exactitud, a $25\text{ }^{\circ}\text{C} \pm 5\text{ }^{\circ}\text{C}$, es 1 por ciento de la escala completa ± 1 DMS (DMS - Dígito Menos Significativo o LSD - Low Significant Digit) en los rangos de 200 y 2000 pF.

2.3 RESOLUCIÓN Y SENSIBILIDAD

La resolución es el significado del dígito menos significativo (LSD). Por ejemplo, el rango de un medidor de capacitancia podría darse como 199 pF, con una resolución de 0.1 pF. El rango del medidor sería desde 000.0 hasta 199.9 pF, y se le referiría como un medidor de $3\frac{1}{2}$ dígitos. El $\frac{1}{2}$, indica que el dígito más significativo (MSD - More Significant Digit) sólo puede ser un 0 o 1. Un $\frac{3}{4}$, esto es, un medidor $3\frac{3}{4}$, indicaría que el dígito más significativo sólo puede ser 0, 1, 2 o 3. La definición de la resolución como el mínimo incremento de cantidad que se puede medir con certeza, no la emplean todos los fabricantes. Si se incrementa la resolución de un medidor, puede tener o no valor alguno dependiendo de la sensibilidad y del empleo final del mismo. Considerando el caso de dar aún mayor capacidad de resolución al instrumento. En algún punto (por ejemplo, si se tiene una resolución con seis lugares decimales) hasta podría dudarse de que los últimos uno o dos dígitos tuvieran significado físico real. En muchos instrumentos con esa resolución, es probable que los dígitos finales respondan al ruido más que a cambios reales en la entrada.

La sensibilidad es el cambio incremental más pequeño que puede detectar el medidor. Esto no significa que se deba mostrar el cambio mínimo detectable al usuario. A veces, se expresa la sensibilidad de manera alternativa como la relación del cambio incremental en la salida para un cambio incremental en la entrada. Otra característica funcional de un medidor es el umbral que también está relacionado con la sensibilidad. Es el cambio mínimo en la entrada que provocará un cambio en la salida. Por lo común, se expresa como porcentaje de la salida a escala completa.

2.4 IMPEDANCIA DE ENTRADA, DE SALIDA Y CARGA

Los términos de impedancia de entrada, impedancia de salida y carga se emplean con frecuencia en la descripción de los instrumentos eléctricos. Estos están interrelacionados y muchas veces indican que tan eficientemente puede un instrumento de medición efectuar su función especificada.

La impedancia, en términos generales, es la relación entre el voltaje y la corriente y se simboliza mediante la letra Z. Las unidades de impedancia son los ohms (Ω). En los circuitos de corriente directa, la impedancia es igual a la relación del voltaje de cd a la corriente de cd. Debido a que las resistencias son los únicos elementos efectivos en los circuitos de cd, la impedancia es exactamente igual a la resistencia de la parte del circuito en la que se determinan V e I.

$$Z_{cd} = \frac{V}{I} = R \quad 2.1$$

En los circuitos de ca, se define a la impedancia como la relación del voltaje efectivo y la corriente efectiva en la parte del circuito que se esté considerando.

$$Z_{ca} = \frac{V_{rms}}{I_{rms}} \quad 2.2$$

Sin embargo, en los circuitos de ca, la impedancia ya no es estrictamente resistiva. Como los capacitores y los inductores también contribuyen a la impedancia en los circuitos de ca, la impedancia contiene un componente reactivo y uno resistivo.

Si se tiene un instrumento eléctrico y si se hace una conexión con sus terminales de entrada o de salida, el instrumento presentará alguna impedancia característica visto desde estas terminales. Por conveniencia de análisis, siempre se puede reemplazar al instrumento, por esa impedancia (y con una fuente adecuada de voltaje, si el instrumento contiene elementos activos, al igual que elementos pasivos). Si el instrumento es de medición, la relación de voltaje entre sus terminales de entrada a la corriente que pasa a ellas, se llama la impedancia de entrada del instrumento.

$$Z_{ent} = \frac{V_{ent}}{I_{ent}} \quad 2.3$$

Esta impedancia de entrada se puede medir si se conecta una fuente de voltaje entre las terminales de entrada y se mide la corriente que pasa a través del instrumento a un determinado voltaje. Esta relación (y en consecuencia la impedancia de entrada), puede ser tan alta en algunos instrumentos que puede ser en realidad muy difícil de medir. Si se emplean señales de cd para excitar al instrumento, V_{ent} e I_{ent} son cantidades de corriente directa. Si las señales de entrada a un instrumento son cantidades de ca, V_{ent} e I_{ent} se refieren a los valores efectivos de las cantidades.

Se define la impedancia de salida de un dispositivo como:

$$Z_{sal} = \frac{V_{sal}}{I_{sal}} \quad 2.4$$

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

En la mayor parte de los casos, será de interés en la impedancia de salida de dispositivos o instrumentos que contengan elementos activos y por lo mismo sirvan como fuentes de señal en los sistemas de medición (los instrumentos y dispositivos como fuentes de poder, osciladores, baterías, amplificadores y transductores activos se ajustan a esta categoría). Para esas fuentes V_{sal} es el voltaje que aparece entre las terminales de salida con circuito abierto del dispositivo. I_{sal} es la corriente calculada que pasaría si las terminales de salida fueran puestas en cortocircuito. Sin embargo, la impedancia de salida de las fuentes no se mide poniendo en realidad en cortocircuito las terminales de salida. (Si se trata de medir I_{sal} de este modo se puede quemar la fuente).

A continuación se muestra cómo se relacionan los términos de impedancia de entrada con el de carga.

Los instrumentos que se emplean para medir el voltaje, se conectan entre las terminales del elemento (en paralelo) o circuito que se esté midiendo. Idealmente, un instrumento de medición no debería perturbar o cambiar los valores de la corriente y del voltaje en el circuito que se esté probando. En el caso de los dispositivos de medición de voltaje, los instrumentos no deben tomar corriente cuando se conectan a los dos puntos entre los que se esté midiendo el voltaje. Esta condición se satisface, si el dispositivo de medición de voltaje se presentara al circuito de medición como un circuito abierto. La impedancia de entrada del medidor de voltaje describe cómo la ve en la realidad el circuito de prueba. Ya que un circuito abierto es equivalente a una impedancia infinita, el valor de la impedancia de entrada de un instrumento de medición de voltaje determina que tan estrechamente se acerca al ideal de circuito abierto. Sin embargo, como los instrumentos medidores de voltaje no son ideales, consumen algo de corriente del circuito que se está midiendo. Al efecto de consumir corriente se le llama carga.

Si un dispositivo de medición de voltaje, no tiene una alta impedancia de entrada y por lo tanto toma un porcentaje significativo de la corriente que pasa por el circuito de prueba, se dice que el medidor está cargando al circuito de prueba. Mientras mayor sea el porcentaje de la corriente tomada del circuito bajo prueba, mayor será la perturbación que origine el medidor de voltaje en el circuito que está vigilando. Así, mientras mayor sea el valor de la impedancia de entrada que posea un instrumento medidor de voltaje, se podrá hacer una medición más exacta del voltaje con él.

Por ejemplo, si se desea medir el voltaje entre dos puntos de un circuito con voltímetros de distinta impedancia de entrada, el error de carga aumentaría al reducir la impedancia de carga del voltímetro. En la Figura 2.1, se mide un voltaje V_0 de 10 V en serie con 1000 Ω con cinco voltímetros distintos. La impedancia de entrada R_{ENT} de los voltímetros varía de 100 Ω hasta circuito abierto. Los resultados de las mediciones se tabulan en la figura y muestran que el error de carga, aumenta desde 0 por ciento (cuando $R_{ENT} = \infty$) hasta 90 por ciento (cuando $R_{ENT} = 100 \Omega$).

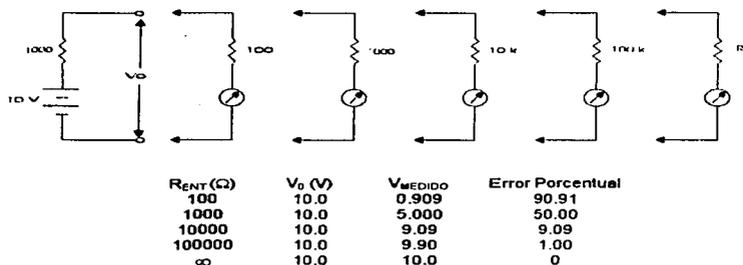


Figura 2.1

2.5 TIPOS DE ERROR

Los errores se presentan en todos los experimentos. Son inherentes al acto mismo de la medición. Como no se puede obtener una exactitud perfecta, la descripción de cada medición debe incluir un intento de evaluar las magnitudes y las fuentes de los errores. Desde este punto de vista, un primer paso para reducir los errores es la conciencia de su existencia y su clasificación en grupos generales. Si se diseña bien y se lleva a cabo con cuidado un experimento, en muchas ocasiones se pueden reducir los errores a un nivel en que sus efectos sean menores que el máximo aceptable.

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

1. Errores graves: son en gran parte de origen humano, como mala lectura de los instrumentos, ajuste incorrecto y aplicación inapropiada, así como equivocaciones en los cálculos.
2. Errores sistemáticos: se deben a fallas de los instrumentos, como partes defectuosas o gastadas, y efectos ambientales sobre el equipo.
3. Errores aleatorios: ocurren por causas que no se pueden establecer directamente debido a variaciones aleatorias en los parámetros o en los sistemas de medición.

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

Cada uno de estos tipos de errores se analizan brevemente y se sugieren algunos métodos para su reducción o eliminación. En este punto es importante aclarar que los errores que se presentan para un instrumento en específico, se mencionarán cuando se realice la descripción de ellos.

2.5.1 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 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. El mismo dispositivo conectado en un circuito de baja resistencia puede dar una lectura más confiable. 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.

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. Por ejemplo, un voltímetro de escala múltiples que usa un solo conjunto de marcas de escala 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.

2.5.2 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. Las fallas en los instrumentos se pueden detectar verificando si hay comportamiento errático, así como la estabilidad y la repetibilidad 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 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, etc.

2.5.3 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.

Por ejemplo, si se monitorea un voltaje con un voltímetro, el cual lee cada media hora. Aunque el instrumento sea operado en condiciones ambientales ideales y se calibre 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.

2.6 ANÁLISIS ESTADÍSTICO

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 aleatorios, si han de ser significativos los resultados de la evaluación estadística. Por ejemplo, si un ajuste a cero es incorrecto, un tratamiento estadístico no eliminará este error. Pero es probable que un análisis estadístico de dos métodos diferentes de medición muestre la discrepancia. De este modo, la medida de la precisión puede conducir a una detección de la inexactitud.

2.6.1 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 esta dada por la siguiente expresión:

$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_n}{n} = \frac{\sum x}{n} \quad 2.5$$

donde \bar{x} es la media aritmética, x_1, x_2, x_n son las lecturas tomadas y n es el número de lecturas.

2.6.2 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 la segunda lectura, x_2 , es d_2 y así sucesivamente, entonces, las desviaciones de la media se expresan como:

$$d_1 = x_1 - \bar{x} \quad d_2 = x_2 - \bar{x} \quad d_n = x_n - \bar{x} \quad 2.6$$

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

2.6.3 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. La desviación promedio se puede expresar como:

$$D = \frac{|d_1| + |d_2| + |d_3| + \dots + |d_n|}{n} = \frac{\sum |d|}{n} \quad 2.7$$

2.6.4 Desviación Estándar y Varianza

La desviación promedio de un conjunto de mediciones es sólo uno de los métodos para determinar la dispersión de un conjunto de lecturas. Sin embargo, la desviación promedio no es matemáticamente tan conveniente para manipular propiedades estadísticas, como la desviación estándar (que es el valor rms, o sea la raíz cuadrada del promedio de los cuadrados de las desviaciones). Aunque la diferencia entre la desviación promedio y la desviación estándar no puede apreciarse completamente en este nivel de presentación, es un hecho, que la desviación estándar es una cantidad estadística mucho más útil. Como tal, se emplea casi exclusivamente para expresar la dispersión de los datos. La desviación estándar se calcula mediante la fórmula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{d_1^2 + d_2^2 + d_3^2 + \dots + d_n^2}{n}} = \sqrt{\frac{\sum d_i^2}{n}} \quad 2.8$$

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

$$\sigma = \sqrt{\frac{d_1^2 + d_2^2 + d_3^2 + \dots + d_n^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{\sum d_i^2}{n-1}} \quad 2.9$$

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:

$$\text{varianza } (V) = \text{desviación cuadrática media} = \sigma^2 \quad 2.10$$

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.

2.7 PROBABILIDAD DE ERRORES

Los métodos estadísticos pueden ser muy útiles, para la determinación del valor más probable de una cantidad partiendo de un grupo limitado de datos. Esto es, dado un experimento y los datos resultantes, se puede decir qué valor es el que ocurrirá con mayor probabilidad. Además, también se pueden calcular el error probable de una observación y la magnitud de la incertidumbre en la mejor respuesta obtenida.

2.7.1 Distribución Normal de Errores

Si se examina un conjunto de errores aleatorios con respecto a su media aritmética se encuentra que su frecuencia de ocurrencia con relación con su tamaño está descrita mediante una curva (Figura 2.2), que se conoce como curva de Gauss, campana de Gauss o curva gaussiana. Esta curva muestra que la ocurrencia de desviaciones aleatorias pequeñas, con respecto a la media aritmética son de hecho mucho más probables que la ocurrencia de desviaciones grandes, muestra que las desviaciones grandes son muy poco probables. La curva también indica que los errores al azar tiene la misma probabilidad de ser positivos o negativos. Si se emplea la desviación estándar como una medida del error, se puede emplear la curva para determinar cuál será la probabilidad de un error mayor que un determinado valor σ para cada observación.

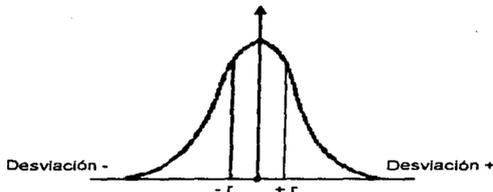


Figura 2.2

2.7.2 Error Probable

El área bajo la curva de probabilidad de Gauss, de la Figura 2.2, 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 2.1 expone los valores correspondientes para otras desviaciones, expresados en términos de σ .

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

Tabla 2.1

La Tabla 2.1 también indica que la mitad de los casos se incluyen los límites de desviación de $\pm 0.6745 \sigma$. La cantidad r se llama error probable y se define como:

$$\text{error probable } r = \pm 0.6745 \sigma$$

2.11

Este valor es probable en cuanto que hay igual probabilidad de que alguna observación tenga un error aleatorio no mayor que $\pm r$.

2.8 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 (resistencias, capacitores, 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 esta dada como $500 \Omega \pm 10\%$, el fabricante garantiza que la resistencia queda dentro de los límites de 450Ω y 550Ω ; no se especifica una desviación estándar ni un error probable, pero promete que el error no será mayor que los límites establecidos.

Es importante considerar que un medidor que está garantizado para tener una exactitud del 1% a plena escala, incrementará su porcentaje de error límite conforme se aleje de la escala completa, es decir, si se tiene un voltímetro con 1% de exactitud en una escala de 0 a 150 V, la magnitud de su error límite es $0.01 \times 150 \text{ V} = 1.5 \text{ V}$. Por lo tanto, al leer 60 V, el porcentaje de error límite es $1.5/60 \times 100 = 2.5\%$; si el medidor lee 30 V, el porcentaje de error límite es $1.5/30 \times 100 = 5\%$. El incremento en porcentaje del error límite, cuando se miden voltaje 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. De aquí que, es evidente la importancia de hacer mediciones tan cercanas a la deflexión total como sea posible.

3.1 INTRODUCCIÓN

Existen muchos métodos e instrumentos diferentes que se emplean para medir la corriente. Los métodos para medir corrientes utilizan los instrumentos llamados amperímetros.

Los amperímetros son usados para efectuar diferentes tipos de medición de corriente. Por ejemplo, un amperímetro puede ser requerido para medir unos cuantos microamperes de corriente directa, y otro una pequeña corriente alterna a 50 MHz. Generalmente, un amperímetro tiene características especiales las cuales permiten hacer un tipo especial de medición. Esta es la razón por la que existen varios tipos de amperímetros. Sin embargo, a pesar de esta variedad, comúnmente un amperímetro se conecta en serie con una rama del circuito y mide la corriente que pasa a través de él. Un amperímetro ideal, sería capaz de efectuar la medición sin cambiar o perturbar la corriente en la rama. Esta medición sin perturbaciones sería posible si el medidor pareciera como un cortocircuito con respecto al flujo de corriente. Desafortunadamente, los amperímetros reales poseen siempre algo de resistencia interna y hacen que la corriente en la rama cambie debido a la inserción del medidor.

Los amperímetros pueden ser clasificados dentro de dos tipos principales. El primer tipo llamado de lectura directa, reúne a aquellos amperímetros que funcionan sensando realmente la corriente, mientras que el segundo tipo, denominado sistema agrupa a los instrumentos que determinan la corriente indirectamente a partir de una variable asociada como lo es el voltaje o el calor.

3.2 AMPERÍMETROS DE LECTURA DIRECTA

Los amperímetros mencionados en esta sección son dispositivos electromecánicos que poseen un mecanismo en común, en los cuales un par es creado como resultado de las interacciones del campo magnético, cuando una corriente esta pasando a través de una bobina asociada con el mecanismo. La posición de un indicador o puntero unido al mecanismo indica la magnitud de la corriente pasando a través de la bobina.

3.2.1 Movimiento del Galvanómetro de D'Arsonval.

El mecanismo o movimiento que patentó D'Arsonval se basa en la siguiente descripción y se muestra en la Figura 3.1. Una bobina de alambre se fija a un eje que gira en dos cojinetes de joya. La bobina puede girar en un espacio entre un núcleo cilíndrico de hierro suave y dos piezas polares magnéticas. Las piezas polares crean el campo magnético y el núcleo de hierro restringe el campo al espacio de aire (entrehierro) entre él y las piezas polares. Si se aplica una corriente directa a la bobina suspendida, la fuerza resultante hará que gire. A este giro se oponen dos resortes pequeños que

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

originan un par (fuerza giratoria), que se opone al par magnético. Las fuerzas de los resortes se calibran de modo que una corriente origine una rotación de ángulo conocido. También, los resortes sirven como conexiones eléctricas para la bobina. El puntero muestra una cantidad de rotación sobre una escala calibrada.

La desviación de la aguja es directamente proporcional a la corriente que fluye en la bobina, siempre que el campo magnético sea uniforme y la tensión del resorte sea lineal. En este caso, la escala del medidor también es lineal.

El par τ_D (fuerza por distancia radial) desarrollado por una corriente i dada, determina la sensibilidad del movimiento. Mientras mayor sea el par para una corriente dada, menor será la corriente que se puede detectar. Este par depende del número de vueltas (N), la longitud (l) del conductor perpendicular al campo magnético y la intensidad (B) del campo magnético. La ecuación matemática para el par es:

$$\tau_D = fr = B (2NI) lr = 2 NBrl^2 \quad 3.1$$

Como a mayor número de vueltas en la bobina también aumenta la longitud general del conductor, esto a la vez aumenta la resistencia del movimiento. Así, este método de aumentar la sensibilidad de la bobina hace que sea un mecanismo menos ideal.

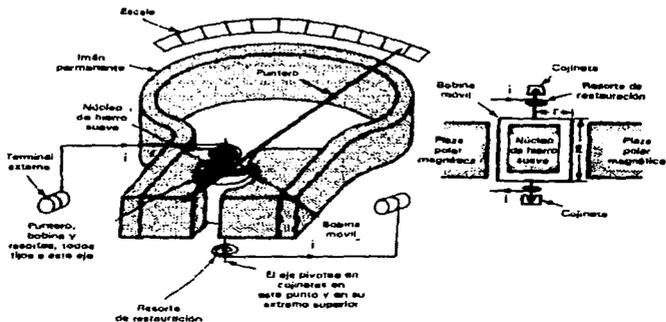


Figura 3.1

Para asegurarse que un medidor pueda responder a las fuerzas que surgen de la cantidad que está midiendo, se debe mantener tan baja como sea posible toda fricción que se oponga al giro de su miembro móvil. El miembro móvil del medidor se monta en un eje que gira y la fricción se presenta en los puntos donde descansa el eje. Para mantener al mínimo la fricción y al mismo tiempo mantener el eje debidamente centrado, se emplean cojinetes de joya.

Otro método de soporte del movimiento del medidor, además del eje, cojinetes de joya y el arreglo de los resortes, es el soporte de banda tensa. En él, el movimiento se suspende de dos bandas metálicas delgadas. Las bandas, en lugar de los resortes, dan la conexión eléctrica y el par de restauración. Se obtiene la ventaja de que no hay fricción entre las partes del movimiento. Este método produce mediciones altamente repetibles. El soporte de banda tensa está sustituyendo al pivote de joya en la mayoría de los usos.

3.2.1.1 Resistencia en Derivación

Debido a que el devanado de la bobina del movimiento de D'Arsonval 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).

La resistencia de derivación se calcula aplicando un análisis en el circuito de la Figura 3.2 donde: R_m es la resistencia interna del movimiento (bobina), R_s es la resistencia en derivación, I_m es la corriente de deflexión a plena escala del movimiento, I_s es la corriente en derivación e I es la corriente a plena escala del amperímetro incluyendo la de derivación.

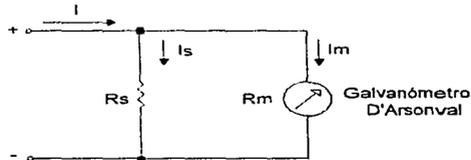


Figura 3.2

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:

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

$$I_s R_s = I_m R_m \quad 3.3$$

$$R_s = \frac{I_m R_m}{I_s} \quad 3.4$$

Debido a que $I_s = I - I_m$, se puede escribir:

$$R_s = \frac{I_m R_m}{I - I_m} \quad 3.5$$

De tal forma que, para cada valor de corriente a escala completa del medidor, se puede calcular el valor de la resistencia de derivación (shunt) requerida.

3.2.1.2 Derivación de Ayrton

La escala de corriente del amperímetro de cd se puede ampliar mediante varias resistencias de derivación, seleccionadas por un interruptor de rango. Tal medidor se llama amperímetro multirango. La Figura 3.3 muestra su diagrama. El circuito tiene tres derivaciones, R_a , R_b y R_c , que se pueden colocar en paralelo con el movimiento para dar tres escalas de corriente diferentes.

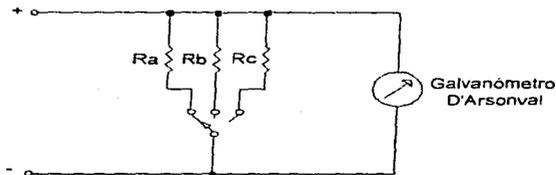


Figura 3.3

La derivación universal o de Aryton de la Figura 3.4 elimina las posibilidades de tener el medidor sin ninguna derivación en el circuito cuando se cambia de rango. Esta ventaja se obtiene a expensas de llegar a tener una resistencia total del medidor ligeramente mayor.

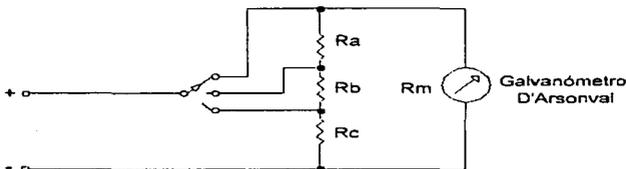


Figura 3.4

Es importante mencionar, que éstas técnicas utilizadas para ampliar el rango de un amperímetro no son exclusivas del movimiento de D'Arsonval, pero se presentan en esta sección ya que este tipo de amperímetro es el que hace un uso más extensivo de ellas.

3.2.2 Movimiento del 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. El movimiento del electrodinamómetro, también puede servir como un instrumento de transferencia, ya que se puede calibrar en cd y luego utilizarlo en ca, con lo cual se establece la equivalencia entre las mediciones de ca y cd.

El electrodinamómetro utiliza la corriente por medir para producir el flujo de campo necesario. La Figura 3.5 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. La bobina móvil tiene unida una aguja balanceada por medio de un contrapeso. Su rotación se controla mediante resortes, similar a la construcción del movimiento de D'Arsonval.

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).

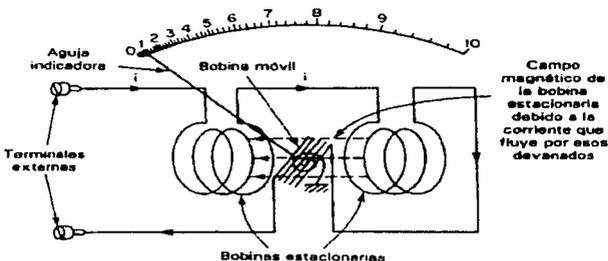


Figura 3.5

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 espaciado 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 instantáneo 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 un 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 denominarsele valor de cd equivalente.

Si el electrodinámometro, 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 electrodinámometro puede ser muy útil como un instrumento de calibración y se utiliza con este propósito, por su exactitud inherente.

El electrodinámometro 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, 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 movimiento de D'Arsonval ya que no hay hierro en el circuito, es decir, toda la trayectoria de flujo consiste en aire. La densidad de flujo baja de un electrodinámometro afecta de inmediato el par producido y por lo tanto, la sensibilidad del instrumento es generalmente muy baja.

3.2.3 Movimiento de Hierro Móvil

Esta clase de instrumentos es capaz de indicar corriente alterna así como corriente directa. Sin embargo, como es de frecuencia limitada la mayoría de sus aplicaciones se encuentran en el campo de potencia donde corrientes grandes a baja frecuencia deben ser medidas.

Los amperímetros de hierro móvil se basan en el siguiente principio. El par que se produce procede de las fuerzas magnéticas que ejerce el campo producido por una bobina fija sobre un hierro móvil. Cuando pasa corriente por la bobina se produce una

fuerza sobre el elemento móvil de hierro. La autoinducción de la bobina y, por lo tanto, su energía almacenada cambia a causa de un movimiento del elemento.

Hay varios tipos de instrumentos de hierro móvil, pero dos tipos básicos son los que se han desarrollado, estos son los de atracción y de repulsión. El amperímetro de tipo atracción tiene un objeto de hierro y un indicador unido al centro de una bobina. Cuando una corriente pasa a través de la bobina, el hierro es atraído hacia el interior de la bobina donde el campo magnético es más fuerte.

En un instrumento tipo repulsión, dos piezas de hierro, una fija y una móvil, están colocadas lado a lado con una bobina. Una corriente cero provoca que los dos hierros estén juntos, pero cuando una corriente circula en la bobina las dos piezas de hierro se magnetizan y el hierro móvil es repelido. La pieza de hierro móvil tiene unido un puntero que indica la corriente en una escala precalibrada (Figura 3.6).

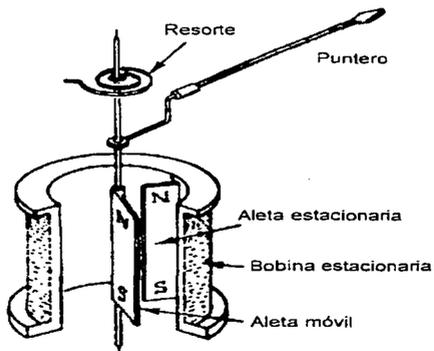


Figura 3.6

Ya que los hierros repelen sin consideración de la polaridad, el instrumento puede indicar corriente alterna. Así, los medidores de tipo atracción y repulsión indican valores rms y su escala sigue a la ley cuadrática.

El principio de repulsión ha sido el más aceptado debido a su capacidad para indicar corrientes muy pequeñas. Una cierta cantidad de ajuste de la forma de la escala puede realizarse. Ya que, las escalas para los amperímetros de tipo atracción tienden a ser comprimidas al final de la parte más baja, mientras que para las escalas de tipo de repulsión son comprimidas en la parte final más alta. Por lo tanto, combinando el uso de las técnicas de atracción y repulsión en un instrumento se logran escalas más grandes y uniformes.

La desventaja principal de los amperímetros de hierro móvil se debe al efecto de un campo magnético alternando en una parte del hierro que resulta en corrientes parásitas, las cuales tienen un efecto desmagnetizante. Bajo la mayoría de las circunstancias, estas corrientes parásitas provocarán errores en la indicación del medidor.

3.3 AMPERÍMETROS TIPO SISTEMA

Esta clasificación abarca un amplio rango de amperímetros algunos de los cuales son instrumentos pasivos y otros son electrónicos. Los electrónicos usualmente incluyen un transductor, el cual convierte la señal a una que el sistema pueda procesar, es decir, requieren una unidad de procesamiento de señal y un dispositivo de lectura de salida tal como el movimiento de D'Arsonval.

3.3.1 Tipo Rectificador

El amperímetro de rectificador es útil para mediciones de corrientes alternas de radiofrecuencia. Esta indicación es directamente proporcional al valor promedio de la corriente. El medidor tipo rectificador básicamente consiste de un puente rectificador de onda completa y de un movimiento de D'Arsonval. Ello se debe a que un movimiento de D'Arsonval, responde al valor promedio o de cd de la corriente que circula por la bobina móvil. Si el movimiento conduce a una corriente 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 alrededor del cero.

Por lo tanto, para medir ca con un movimiento de D'Arsonval, se debe diseñar algún método para obtener un par unidireccional, que no se invierta cada medio ciclo. Así, como se muestra en la Figura 3.7, el puente rectificador convierte la corriente alterna a corriente directa pulsante. El movimiento de D'Arsonval entonces responde al valor promedio de una corriente directa pulsante.

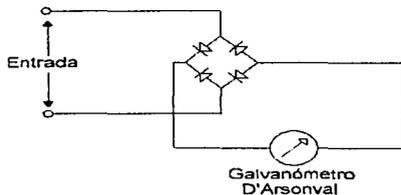


Figura 3.7

Ya que el valor promedio de una señal de onda senoidal es directamente proporcional a su valor rms, las escalas están frecuentemente calibradas para leer corriente rms. Por lo tanto, tal lectura es exacta para formas de onda senoidal únicamente. Lecturas resultantes a partir de otras formas de onda (triangular, cuadrada o varias senoidales de distintas frecuencias sumadas entre sí) serán erróneas.

3.3.2 Tipo Termopar

Los amperímetros tipo termopar son especialmente útiles en la medición de corrientes alternas de alta frecuencia. Estos instrumentos miden tanto corriente directa como corriente alterna al conectar la señal de salida de un termopar a un movimiento de D'Arsonval (Figura 3.8). La corriente en el circuito que se va a medir pasa a través de un elemento calefactor y hace que aumente su temperatura. Este elemento a su vez calienta una unión y ocasiona que se desarrolle un voltaje en las terminales de la unión. El voltaje produce una corriente en el alambre del termopar y ésta corriente activa al movimiento de D'Arsonval. Como el efecto de calentamiento es proporcional a I^2R , la corriente resultante que activa al movimiento de D'Arsonval da una indicación verdadera del valor rms (i es la corriente que pasa por el elemento calefactor y R es su resistencia) y, por lo tanto, la lectura del instrumento es independiente de la forma de onda.

Se pueden medir corrientes de 0.5 a 20 A con este tipo de amperímetro, aunque con corrientes grandes el tiempo de respuesta tiende a ser muy lento, generalmente de varios segundos comparado con menos de 1 s para los dispositivos que miden corriente pequeña. Por lo que, el tiempo de respuesta aunado a las desventajas de un mayor costo y la posibilidad de que se quemen bajo sobrecargas, ha limitado el uso generalizado de este tipo de amperímetros.

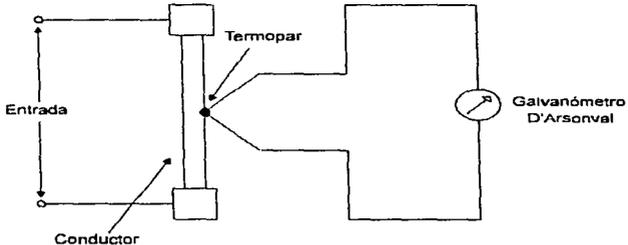


Figura 3.8

3.3.3 Tipo Transformador de ca

El transformador de ca es generalmente un componente en un sistema de medición de corriente. Este dispositivo realiza dos funciones importantes: una es la de ampliar el rango de medición de ca, tanto como el derivador 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 de ca, la división de corriente depende no solamente de la resistencia del medidor y del derivador, sino también de sus reactivancias. Dado que las mediciones de ca se realizan en un rango muy amplio de frecuencia, es difícil obtener un alto grado de exactitud. Un transformador de corriente (CT) permite ampliar el rango requerido mediante su relación de transformación; es decir que produce casi las mismas lecturas independientemente de las constantes del instrumento (reactancia y resistencia), o el número de instrumentos conectados en el circuito.

El transformador de corriente 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 comúnmente a un medidor de corriente, o en algunos casos a un osciloscopio.

Por lo tanto, el transformador de corriente actúa para acoplar una señal por inducción al instrumento de medición sin una conexión eléctrica directa. De la teoría básica del transformador, la relación de corriente del primario al secundario es inversamente proporcional a la relación de vueltas y esta dada por:

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p} \quad 3.6$$

donde I_p e I_s son las corrientes del primario y del secundario, respectivamente, y N_p y N_s son el número de vueltas en los devanados primario y secundario, respectivamente.

En los transformadores de corriente dos tipos de núcleos son comúnmente usados. Uno de ellos, es el transformador de núcleo separado de la Figura 3.9a, el cual se utiliza en la construcción de los medidores de gancho. Parte del núcleo puede ser separado para permitir el enrollamiento del conductor (devanado primario) que lleva la corriente a medirse. Este tipo de núcleo es conveniente ya que no es necesario abrir el circuito para realizar la medición.

En los medidores de gancho, comúnmente, la corriente alterna en el primario se acopla en el devanado secundario mediante el núcleo y después de rectificarse, se mide con un movimiento de D'Arsonval. Aunque el amperímetro de gancho es muy útil para efectuar mediciones rápidas, está limitado a niveles de corriente bastante altos. Por lo general, el medidor puede indicar corrientes desde 1 a 999 A por cada vuelta del conductor alrededor del gancho.

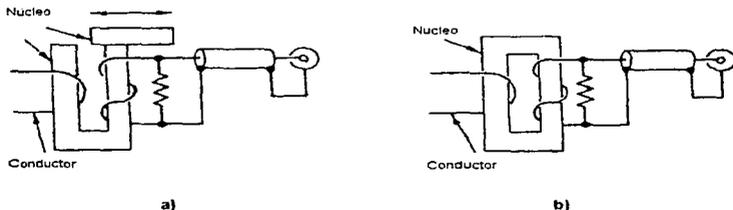


Figura 3.9

El otro tipo, el transformador de núcleo cerrado (Figura 3.9b), tiene el inconveniente de que el conductor que lleva la corriente en cuestión deberá abrirse e insertarse a través de un orificio para formar al devanado primario. Este tipo de transformador de corriente efectúa la misma función que uno de núcleo separado.

3.3.4 Tipo Magnetómetro de Flujo Instantáneo

El amperímetro tipo magnetómetro es un instrumento de medición de corriente directa, el cual emplea un transformador de corriente especial. Como en el tipo de transformador de ca, el conductor que lleva la corriente funciona como un devanado primario de una vuelta. Pero es diferente en operación ya que la corriente en el primario, al ser directa no induce un voltaje sin ayuda.

Ya que el flujo magnético en el núcleo es provocado por una corriente directa, éste será constante. Una señal de ca puede ser inducida dentro de los devanados de senso por cambio del flujo de un mínimo a un máximo. Este cambio del flujo de un mínimo a un máximo es referido como flujo instantáneo. Este flujo se logra mediante la saturación magnética de los núcleos, los cuales son llevados dentro y fuera de saturación por una señal de ca grande. Cuando el núcleo está saturado, su permeabilidad es enormemente reducida, lo cual resulta en poco flujo acoplado entre las bobinas de senso y el conductor que lleva la corriente a medirse. Cuando los núcleos están fuera de saturación, la permeabilidad es alta y el flujo acoplado es enormemente incrementado. Así, la señal de ca resultante en los devanados es proporcional a la corriente directa, la cual fluye en el conductor.

Un circuito simplificado se muestra en la Figura 3.10. Las bobinas de conducción y las bobinas de senso son conectadas en una configuración tipo puente. Un diagrama de bloques del transformador de puente y del circuito de medición se muestra en la Figura 3.11. Un oscilador suministra una frecuencia de varios kilohertz.

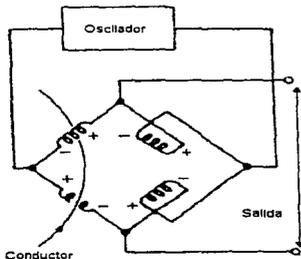


Figura 3.10

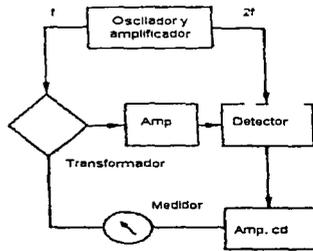


Figura 3.11

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

El flujo instantáneo se presenta dos veces la frecuencia del oscilador, ya que el núcleo se satura dos veces durante cada ciclo, una vez durante la parte positiva de la forma de onda, y otra vez durante la parte negativa. La salida del puente es, por lo tanto, una señal la cual es el doble de la señal del oscilador.

La salida del puente es amplificada mediante un amplificador y posteriormente rectificadas en un detector síncrono. El detector síncrono conserva la polaridad de la señal del puente, de manera que si la polaridad de la señal fuera inversa, la salida del detector se invertirá también. El voltaje a la salida del detector es proporcional a la corriente a medirse. La salida es amplificada por un amplificador de cd, el cual se conecta a un medidor de voltaje.

La exactitud es afectada por el comportamiento no lineal de los circuitos magnéticos, así como por las no linealidades y cambios de ganancia en el amplificador. Para asegurar que el medidor indica exactamente la corriente medida, una realimentación negativa es utilizada para reducir las no linealidades del sistema.

3.3.5 Tipo Efecto de Hall

Los amperímetros los cuales emplean un generador de Hall, son capaces de medir corrientes de cd así como de ca de cientos de megahertz. El generador de Hall opera bajo un interesante fenómeno llamado el efecto de Hall. El efecto de Hall ocurre en muchos semiconductores (Figura 3.12). 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 se muevan de la terminal negativa 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. Debido a que la distribución de electrones es mayor en un lado que en otro, existe un potencial entre ambos lados, A y B, llamado voltaje de Hall, V_H . La amplitud del voltaje de Hall es una función de la concentración de carga (magnitud de la corriente) en el elemento semiconductor, la intensidad del campo magnético, el tipo de material, y las dimensiones (espesor) del elemento y está dada por:

$$V_H = K_H \frac{IB}{t} \quad 3.7$$

donde I esta en amperes, B en gauss y t en centímetros. La constante de proporcionalidad se denomina coeficiente de Hall y existen tablas de valores típicos de K_H para varios materiales.

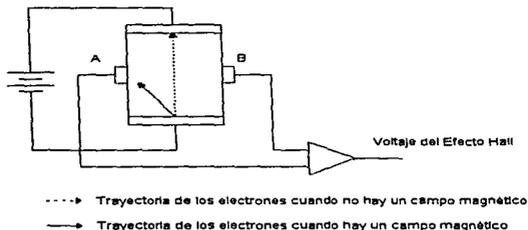


Figura 3.12

Frecuentemente, un generador de Hall es utilizado con un transformador de corriente para extender su rango de frecuencia de forma eficiente a cd. Es decir, se utiliza un transformador convencional para transformar la corriente alterna en voltaje y un dispositivo de efecto Hall para la conversión de corriente directa en voltaje. Esto último se realiza de la siguiente forma. El generador de Hall es montado en el núcleo del transformador, donde sensará el flujo producido por la corriente en el conductor bajo prueba. Un diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.13. La salida del generador de Hall es acoplada a través del devanado secundario a una carga resistiva R_L vía un amplificador A_1 a baja frecuencia. La señal desarrollada a través de R_L es amplificada por el amplificador A_2 de cd a alta frecuencia.

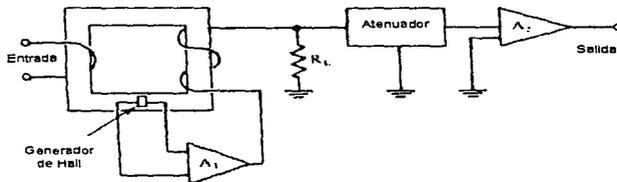


Figura 3.13

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

La salida del amplificador A_1 introduce una señal de cd dentro del devanado secundario. La dirección de la corriente directa es en tales condiciones igual a la del flujo magnético producido en el primario. Así, el generador de Hall, el amplificador, el devanado secundario, y el núcleo del transformador forman un sistema realimentado. Debido a que la ganancia del amplificador es alta, sólo un muy pequeño flujo de cd permanece en el núcleo para mantener los ampere-vuelta del secundario cercanamente igual a los ampere-vuelta del primario. Consecuentemente, varios ampere de corriente directa pueden ser medidos sin saturar al núcleo. La máxima corriente, naturalmente, depende de la capacidad de salida del amplificador A_1 . Ya que la corriente necesaria para contrarrestar el flujo magnético estático en el núcleo también pasa por la carga resistiva R_1 , la corriente aplicada aparece como voltaje en la entrada del amplificador A_2 . De tal forma, que la salida de este amplificador puede conectarse a un voltímetro o a un osciloscopio. Esta última conexión es preferida debido a que los componentes de corriente directa y alterna, pueden ser observadas simultáneamente.

3.3.6 Tipo Voltímetro de cd

Cualquier tipo de voltímetro de cd puede ser utilizado como un amperímetro. Sin embargo, la mayoría de los instrumentos que utilizan ésta técnica emplean un voltímetro de cd tipo amplificador. Este tipo de voltímetro de cd es descrito en el capítulo referente a los voltímetros. Por lo tanto, en esta sección, sólo se describirá su funcionamiento como amperímetro, es decir, sólo se comentarán las modificaciones que permiten usarlo para medir corriente.

Para medir una corriente, las dos terminales de entrada de un amperímetro tipo voltímetro de cd deberán ser conectadas en los extremos de un conductor abierto que lleva corriente. Esto es, la entrada es conectada en serie en los extremos abiertos de un conductor que lleva corriente. La corriente en cuestión fluye a través de la entrada del voltímetro atenuada o derivada y provoca una caída de voltaje, la cual es medida, amplificada y mostrada en el dispositivo de lectura de salida que tenga el voltímetro. Este procedimiento básicamente consiste en pasar la corriente a medirse a través de una resistencia de valor conocido y medir la caída de voltaje generada. Por lo regular, el valor de dicha resistencia atenuadora se elige de un valor tal que al conectar el instrumento no se modifique la corriente que se pretende medir.

Hay comúnmente dos sistemas de voltímetros diseñados, los cuales pueden utilizarse para medición de corriente. Uno de estos sistemas mostrado en la Figura 3.14, utiliza una entrada atenuadora para cambiar la sensibilidad a escala completa del voltímetro. La ganancia o la sensibilidad del muestreador de cd y el medidor de D'Arsonval combinados se fija mediante la realimentación alrededor del amplificador.

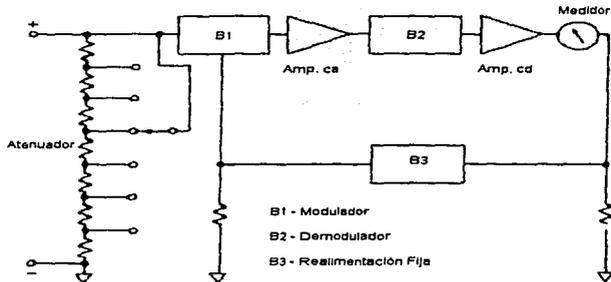


Figura 3.14

El otro sistema se muestra en la Figura 3.15. Este es un sistema de medición de voltaje de bajo nivel capaz de leer pocos microvolts para 1 V a escala completa. La capacidad para leer pequeños voltajes depende de la ganancia del amplificador. Por ejemplo, si el medidor requiere 1 V para deflexión a escala completa, una ganancia del amplificador de 100000 será requerida para indicar 10 μV que se generen en la entrada. Para aumentar el rango a 100 μV , será necesario cambiar la realimentación para modificar la ganancia del amplificador a 10000.

Naturalmente, la resistencia en derivación mostrada a la entrada del voltímetro, es necesaria cuando el voltímetro es utilizado como amperímetro. De forma tal que, el voltímetro sea capaz de medir el voltaje que se genera por la corriente, que fluye a través de la resistencia en derivación. Un interruptor de función de corriente frecuentemente es utilizado para adicionar la resistencia en derivación a la entrada del voltímetro.

Por lo general, un amperímetro tipo voltímetro de cd puede usar una combinación de los dos sistemas, si se desea que el instrumento tenga un rango amplio. En cualquier caso, el valor de la resistencia en derivación tendrá una relación inversa con la ganancia del amplificador. Por ejemplo, para rangos de voltaje bajos dicha derivación deberá ser decrementada, si la ganancia del amplificador es grande.

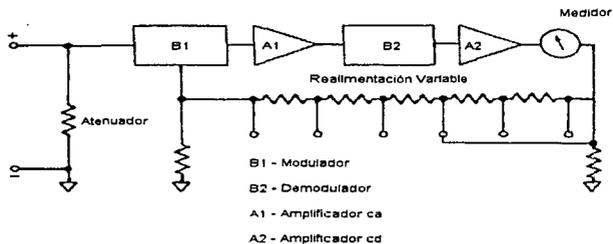


Figura 3.15

3.4 ESPECIFICACIONES

Existen numerosos tipos de especificaciones, las cuales describen las características de operación de cada uno de los amperímetros comentados en este capítulo. Algunas de estas especificaciones se presentan sólo en un tipo particular de amperímetro y otras son generales. Estas últimas se listan en la Tabla 3.1.

ESPECIFICACIONES TÍPICAS

Tipo de Amperímetro	Rango de Frecuencia	Rango de corriente a escala completa	Exactitud típica a escala completa %
D'Arsonval de cd	cd	> 10 μ A	0.1 - 5
Electrodinamómetro	cd a 2 kHz	> 10 mA	> 0.5
Hierro Móvil	cd a 100 Hz	> 100 mA	> 3
Rectificador	10 kHz a 500 MHz	> 10 μ A	> 3
Termopar	cd y 20 Hz a 50 MHz	> 1 mA	1 - 5
Transformador de ca	50 Hz a 1 GHz	< 1.5 A	> 1
Magnetómetro	cd	1 mA a 10 A	> 3
Efecto de Hall	cd a 50 MHz	< 10 A	> 3
Voltímetro de cd	cd	> 10 pA	> 1

Tabla 3.1

La tabla es una referencia rápida cuando se desea conocer qué tipo de amperímetro se ajusta a determinada necesidad; por ejemplo, cuando se requiere medir una corriente directa en el rango de 1 a 100 mA. Sin embargo, una vez que se ha seleccionado un amperímetro, es necesario revisar sus especificaciones particulares como pueden ser: sensibilidad, inserción de resistencia o impedancia, influencia de la forma de onda, por mencionar algunas.

4.1 INTRODUCCIÓN

Las mediciones de voltaje se efectúan con dispositivos tan variados como voltímetros electromecánicos, voltímetros digitales, osciloscopios y potenciómetros. Sin embargo, este capítulo está dedicado exclusivamente a las diferentes clases de voltímetros que existen.

En forma independiente de su clase, un voltímetro se conecta en paralelo con los elementos que se miden. Es decir, mide la diferencia de potencial (voltaje) entre los puntos a los cuales se conecta. Al igual que el amperímetro ideal, el voltímetro ideal no debería cambiar la corriente y el voltaje en el circuito que se está midiendo. Esta medición ideal del voltaje sólo se puede alcanzar, si el voltímetro no toma corriente alguna del circuito bajo prueba (debería presentarse como un circuito abierto entre los dos puntos a los que se conecta). Lamentablemente, la mayoría de los voltímetros reales trabajan tomando una corriente pequeña, pero finita y por lo mismo también perturban al circuito de medición hasta cierto grado.

Hay básicamente dos clases de voltímetros que son: 1) voltímetros de corriente directa y 2) voltímetros de corriente alterna. Naturalmente, dentro de cada clase se presentan otras clasificaciones. Se iniciará primero la descripción de los voltímetros de cd ya que los instrumentos que miden voltaje de ca regularmente utilizan voltímetros de cd.

4.2 VOLTÍMETROS DE CORRIENTE DIRECTA

El voltímetro de cd es un instrumento utilizado para medir un voltaje entre dos puntos. Este voltaje puede ser constante (no varía con el tiempo), o unidireccional (varía con el tiempo pero mantiene su polaridad). Los voltímetros de cd se dividen en dos categorías: 1) analógicos y 2) digitales.

4.2.1 Voltímetros Analógicos de cd

Estos voltímetros se caracterizan por el uso de un mecanismo electromecánico, para mostrar la cantidad de voltaje que se está midiendo en una escala continua.

4.2.1.1 Tipo de D'Arsonval

El voltímetro de D'Arsonval es el más simple de todos los tipos, es un voltímetro pasivo el cual no requiere potencia propia para su operación. La potencia requerida para operar es tomada a partir del circuito bajo prueba.

Este tipo de voltímetro consiste de un medidor de D'Arsonval, y una resistencia en serie o multiplicador (Figura 4.1). La resistencia multiplicadora, limita la corriente a través del movimiento de forma que, no exceda el valor de la corriente de deflexión 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 o, de un componente del circuito. Las terminales del medidor generalmente están marcadas con "+-" y "-", ya que debe considerarse la polaridad.

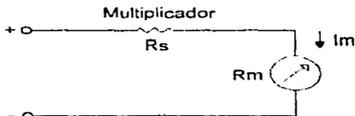


Figura 4.1

El valor de la resistencia multiplicadora necesaria para la escala de voltaje se calcula con base en la Figura 4.1, donde I_m es la corriente de deflexión a plena escala del movimiento (I_{FS}), R_m es la resistencia interna del movimiento, R_s es la resistencia multiplicadora y V es el voltaje a plena escala del instrumento. Por lo tanto:

$$V = I_m (R_s + R_m) \quad 4.1$$

al despejar R_s se tiene:

$$R_s = \frac{V - I_m R_m}{I_m} = \frac{V}{I_m} - R_m \quad 4.2$$

Si se desea hacer de este instrumento, un voltímetro más versátil, es posible agregar tantas resistencias multiplicadoras como escalas se deseen. La Figura 4.2 muestra un voltímetro multirango con un interruptor de 3 posiciones y 3 resistencias multiplicadoras, R_a , R_b y R_c , para las escalas de voltaje V_a , V_b y V_c , respectivamente.

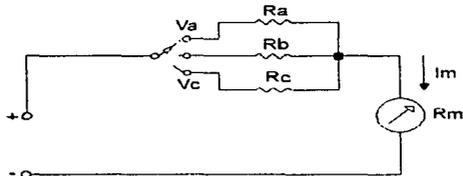


Figura 4.2

Una variación del circuito de la Figura 4.2 se presenta en la Figura 4.3, 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 todas las resistencias multiplicadoras, excepto la primera, tienen valores normalizados y se pueden obtener comercialmente con tolerancias de precisión.

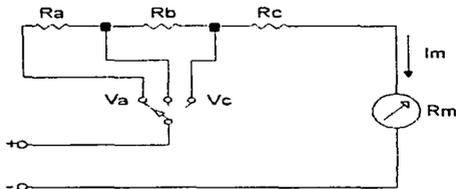


Figura 4.3

La sensibilidad o régimen ohms por volt, del voltímetro, se conoce como el cociente de la resistencia total del circuito $R_T = (R_S + R_m)$ y el voltaje de la escala. Si por ejemplo, se necesita 1 mA para provocar una deflexión a escala completa, entonces una R_T de 1000 Ω será requerida, cuando la entrada es 1 V. La sensibilidad de este voltímetro será 1000 Ω/V .

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

La sensibilidad 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 este 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 voltímetro. A esta acción se le llama efecto de carga del voltímetro; y lo provocan principalmente instrumentos de baja sensibilidad. La sensibilidad para los voltímetros de D'Arsonval comúnmente se encuentran en el rango de 100 a 20000 Ω/V y su exactitud total depende de la exactitud de corriente del movimiento de D'Arsonval, así como de la exactitud de las resistencias multiplicadoras.

4.2.1.2 Tipo de D'Arsonval con Amplificador

El motivo principal del uso de los amplificadores se debe a que, un medidor de D'Arsonval no se puede construir con una sensibilidad de corriente a escala completa menor de 50 μA . De aquí que, si se considera que la resistencia interna de un medidor de D'Arsonval es de 200 Ω ; el voltímetro más sensible que se puede construir con este medidor, sería de 10 mV a escala completa.

Por el contrario, cuando un medidor de D'Arsonval está activado por un amplificador, se pueden lograr mejoras apreciables en su desempeño. El amplificador permite que los medidores ofrezcan rangos más sensibles y mayores resistencias de entrada, que los instrumentos que sólo contienen un medidor simple y resistencias multiplicadoras de rango. A los medidores analógicos activados mediante amplificadores electrónicos se les llama con frecuencia voltímetros electrónicos (EVM).

Los dos tipos de amplificadores que se emplean, por lo general, son los de acoplamiento directo (AD) y los de muestreo (chopper). Los primeros se emplean en los voltímetros analógicos de menor costo. Un diagrama de bloques del tipo de acoplamiento directo es mostrado en la Figura 4.4. Como en cualquier voltímetro multirango, una entrada atenuadora es incluida con el propósito de cambiar la sensibilidad a escala completa. El filtro de cd elimina cualquier señal de ca que pudiese estar superpuesta a la entrada. La realimentación sirve para estabilizar las características de transferencia del amplificador.

Aunque el amplificador de acoplamiento directo ofrece alta resistencia de entrada, sus escalas más sensibles por lo común están limitadas entre 0,1 y 1.0 V debido a la baja estabilidad de los amplificadores. La estabilidad de cd es una medida de la capacidad de un amplificador, para mantener una salida constante para una entrada dada. La desviación de cd (offset) a la salida, generalmente es provocada por el cambio en la temperatura interna del amplificador. Por lo que, para rangos menores de 100 mV, esa desviación de varios milivolts originará errores apreciables.

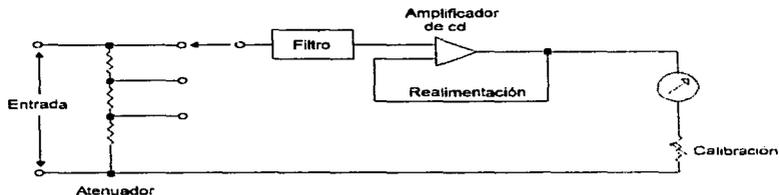


Figura 4.4

El problema de baja estabilidad de los amplificadores AD, se reduce en los medidores más costosos de cd activados por amplificadores de muestreo. Las características de estos amplificadores permite la fabricación de medidores con rangos del orden de milivolts o microvolts a escala completa. El concepto básico es simple. La entrada de corriente directa es convertida (modulada) a una corriente alterna proporcional, amplificada por un amplificador de ca, y entonces convertida (demodulada) nuevamente a corriente directa. Cualquier desviación de cd de la entrada del amplificador de ca no pasará a la salida. Por lo tanto, offset de unos pocos microvolts o menos son posibles.

La señal de entrada se convierte en señal de ca mediante el muestreo, lo cual significa conmutar la entrada de un amplificador entre la entrada y tierra con un interruptor electrónico o un muestreador electromecánico. La señal del muestreador es una señal de ca con un valor pico igual al 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 de cd.

De esta forma es posible obtener enormes ganancias y el amplificador muestreador puede proporcionar ganancias mayores a 10^6 con excelente estabilidad en cd, lo cual permite una amplificación más exacta de voltajes muy pequeños.

El sistema de voltímetro electrónico con amplificador de muestreo se ilustra en la Figura 4.5. En muchos aspectos el sistema es similar al sistema de amplificador de AD. Tiene una entrada atenuadora para seleccionar el rango, y la realimentación total estabiliza las características de transferencia del amplificador. Esta realimentación también desarrolla una alta resistencia de entrada en cd del orden de 1000 M Ω o más. La resistencia de entrada presentada en las terminales del voltímetro está determinada por la entrada atenuadora.

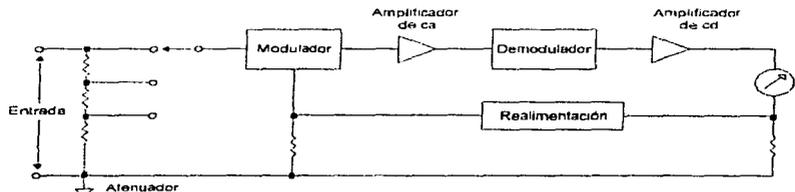


Figura 4.5

4.2.1.3 Tipo Potenciométrico

El voltímetro tipo potenciométrico utiliza una combinación del método diferencial con el método de cero (Figura 4.6). En muchas medidas, el cambio de una cantidad a partir de su valor inicial es de la máxima importancia. Más aún, el cambio puede constituir solamente un pequeño porcentaje del valor de la cantidad en sí. Para estas aplicaciones el método diferencial es muy adecuado. La idea general de este método es, en primer lugar, conseguir un dispositivo que equilibre el valor inicial de la cantidad, de forma que el instrumento que indique el cambio este inicialmente ajustado a una lectura de cero (método cero). Por lo tanto, cualquier cambio en la cantidad queda reflejado por una lectura del indicador. Resulta esencial que el sistema utilizado para equilibrar el valor inicial de la cantidad sea estable; de otra forma, los posteriores cambios indicados por el instrumento sensible pueden verse afectados por el cambio en la referencia. Para lograrlo, es importante que la impedancia del instrumento sensible sea muy grande, en comparación con la impedancia de la cantidad cambiante y con la referencia estable.

Existen tanto diferencias como similitudes entre el voltímetro diferencial y el tipo llamado potenciométrico, las cuales comúnmente provocan que ellos se manejen indistintamente. Sin embargo, este último tipo es superior con respecto al diferencial si se trata de exactitud y precisión.

Tanto el tipo diferencial como el potenciométrico utilizan un voltaje estable de referencia, por lo general una batería. También emplean un potenciómetro, el cual es capaz de medir con cinco cifras significativas (precisión del 0.01 por ciento). Su función es la de producir una lectura cero en el medidor nulo, en esta condición no se demanda corriente alguna, ya que se ha alcanzado una igualación entre el voltaje de entrada y el de referencia. Esto significa que la impedancia del potenciómetro en la igualación, es esencialmente infinita. Una impedancia infinita corresponde a la condición existente en un voltímetro ideal.

La diferencia más importante se debe a que el tipo diferencial utiliza como medidor nulo, un voltímetro de D'Arsonval con sus consecuentes limitaciones; en cambio el potenciométrico emplea un voltímetro con amplificador de muestreo, cuya sensibilidad a escala completa frecuentemente cubre rangos desde $1 \mu\text{V}$ a 1V . De esta forma, su uso permite aprovechar la precisión del potenciómetro. Para tal efecto, el procedimiento consiste en ir del rango menos sensible (1V) al más sensible ($1 \mu\text{V}$) efectuando, en cada cambio de rango, un ajuste a cero por cada resultado diferencial presente en el medidor nulo. Desafortunadamente, el precio de una alta resolución y exactitud, es que el tiempo de medición es lento y tedioso, al ser necesario realizar los ajustes de forma manual.

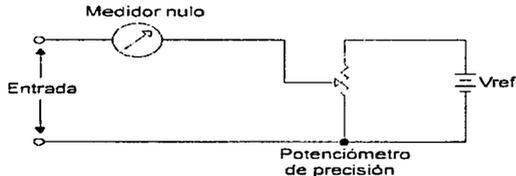


Figura 4.6

Dicho problema es solucionado con los potenciómetros autobalanceados o automáticos. Esta clase de instrumentos además de aplicar las ventajas de la medición potenciométrica, permiten registrar permanentemente los valores de los voltajes medidos, mediante el uso de un dispositivo marcador unido al puntero del medidor nulo. La particularidad de balanceo automático se basa en un servomotor, que trabaja en conjunto con los dispositivos mencionados en el tipo potenciométrico manual.

De manera general, ambos voltímetros potenciométricos son capaces de efectuar mediciones con una exactitud absoluta del orden de 0.005 por ciento. Sin embargo, para mantener dicha exactitud es necesario que el periodo de calibración sea tan frecuente, como una vez por mes.

4.2.2 Voltímetros Digitales de cd

El voltímetro digital (DVM) presenta mediciones de voltaje de cd como números discretos, en lugar de una deflexión del indicador sobre una escala continua como en los analógicos.

La presentación numérica es una ventaja en muchas aplicaciones, ya que reduce errores de lectura e interpolación, elimina el error de paralelaje e incrementa la velocidad de lectura, en algunos casos los DVM pueden contener un control de rango y polaridad automáticos que los protegen contra sobrecarga o polaridad invertida, respectivamente. Otra característica de los DVM, es que su salida se puede alimentar directamente a dispositivos (registradores o impresoras), para un registro permanente de las lecturas o, a computadoras digitales para su procesamiento.

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 se han reducido de manera considerable: tamaño, requerimientos de potencia y el costo del DVM. Además, el dispositivo, puede competir con los instrumentos analógicos convencionales, tanto en portabilidad como en precio.

Los voltímetros digitales se clasifican según el convertidor analógico digital A/D que emplean para transformar la señal analógica medida (voltaje) en digital. Estos son:

- DVM tipo rampa
- DVM tipo rampa escalera
- DVM tipo de aproximaciones sucesivas
- DVM tipo de balance continuo
- DVM tipo integración

4.2.2.1 Tipo Rampa

El principio de operación de un DVM tipo rampa se basa, en la medición del tiempo que tarda un voltaje lineal de rampa, en coincidir con el nivel de entrada hasta un nivel de cero volts. Este intervalo de tiempo es proporcional al voltaje desconocido de la entrada.

El diagrama de tiempo de la Figura 4.7 ilustra la técnica de conversión. 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 4.7) se compara continuamente con el voltaje desconocido de entrada. En el instante en que el voltaje de rampa es igual al voltaje desconocido, un comparador genera un pulso el cual abre una compuerta (diagrama de bloques de la Figura 4.8). El voltaje de rampa continua disminuyendo con el tiempo hasta que, un segundo comparador detecta que la rampa ha alcanzado cero volts (o potencial de tierra) y, un pulso es generado por este comparador el cual cierra la compuerta.

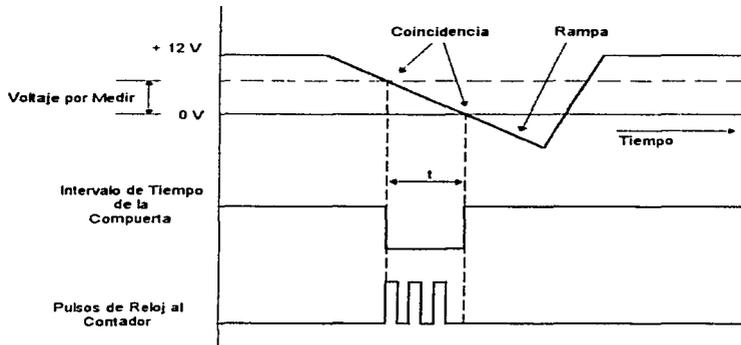


Figura 4.7

Cuando la compuerta es abierta, los pulsos generados por un oscilador pasan a través de la compuerta hacia varias unidades de conteo de décadas (DCU). El número total de pulsos contados durante el intervalo de tiempo entre la apertura y el cierre de la compuerta es proporcional al voltaje desconocido. El contenido del contador o DCU es transferido a un dispositivo de salida visual. Al final de este proceso, el circuito de muestreo proporciona un pulso de inicialización para que el generador de rampa comience el siguiente voltaje de rampa. Al mismo tiempo se genera un pulso de restablecimiento que retorna al contador a cero. Empezando así, un nuevo ciclo de medición.

La exactitud de este tipo de DVM depende de la linealidad de la rampa y de la sensibilidad de los comparadores. Su exactitud de conversión es del 0.01 por ciento con una resolución de $10 \mu\text{V}$.

Desafortunadamente, ésta técnica no es inmune al ruido. Por ejemplo, cuando el voltaje de rampa está cercano al nivel de la entrada y un ruido se superpone a la entrada, esto provocará un disparo prematuro en el comparador de entrada. En consecuencia, el tiempo de conversión no será el correcto y el resultado es una medición con error.

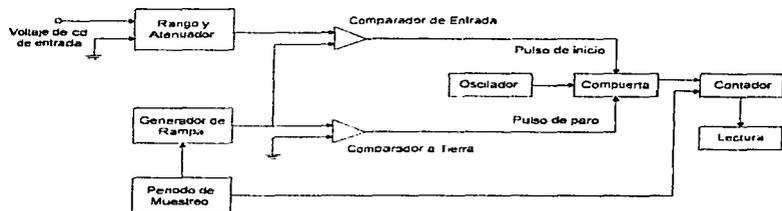


Figura 4.8

4.2.2.2 Tipo Rampa Escalera

El DVM tipo rampa escalera, efectúa mediciones de voltaje mediante la comparación del voltaje de entrada con un voltaje de rampa escalera generado internamente. La técnica básica es ilustrada en el diagrama de bloques de la Figura 4.9. Al inicio de la medición, un pulso de inicio abre un compuerta para permitir que los pulsos de reloj entren al contador. Las salidas del contador son conectadas a un convertidor digital analógico D/A, cuya salida de nivel de voltaje es proporcional a su entrada digital. La salida del convertidor D/A comienza en cero y se incrementa en un bit menos significativo con cada pulso de reloj. Conforme cada pulso es introducido en el contador, éste es sumado al último dígito significativo, y correspondientemente la salida del convertidor D/A es incrementada en forma de un escalón.

La entrada es comparada con la rampa escalera generada internamente. Siempre que el voltaje de entrada sea mayor que el voltaje de salida del convertidor D/A, el comparador producirá una señal de salida, que continua permitiendo que los pulsos de reloj se alimenten al contador. Sin embargo, cuando el comparador detecta coincidencia entre los voltajes, la salida del comparador cambia y esta acción evita que los pulsos de reloj lleguen al contador. En ese instante, el contenido del contador es transferido a un dispositivo de salida visual. Así, el número de pulsos del contador es proporcional al voltaje desconocido de entrada. Cuando la información ha sido transferida, un nuevo ciclo de medición se inicia, para lo cual el circuito de muestreo genera las señales de inicialización para el oscilador y el contador.

En este voltímetro, la aparición de ruido superpuesto a la entrada también provocará lecturas erróneas. La exactitud total depende de la exactitud de la conversión del convertidor D/A, y de la estabilidad del voltaje de referencia interno.

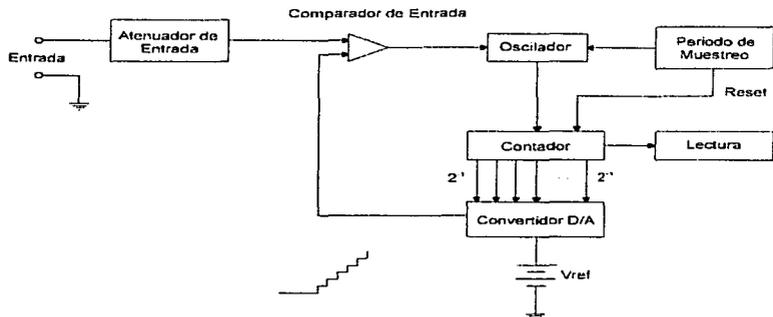


Figura 4.9

4.2.2.3 Tipo de Aproximaciones Sucesivas

El DVM de aproximaciones sucesivas, como el DVM de rampa escalera es un convertidor analógico digital con realimentación. Esta realimentación igualmente incorpora a un convertidor digital analógico. Sin embargo, la operación del tipo de aproximaciones sucesivas se basa en hacer n comparaciones sucesivas, entre el voltaje de entrada V_x y el voltaje de realimentación V_f proveniente de la salida del convertidor digital analógico. El número n representa el número de dígitos de un número binario, el cual representa la magnitud del voltaje V_x dentro de una exactitud prescrita.

El diagrama de bloques en la Figura 4.10 es una versión simplificada de un DVM de aproximaciones sucesivas. Su operación puede describirse mejor mediante un ejemplo. Suponiendo que el voltímetro tiene un voltaje de referencia $V_{ref} = 10$ V. Un voltaje desconocido $V_x = 3.4$ V será convertido con una exactitud de ± 0.2 V. Si se utiliza un convertidor D/A de 6 bits y todas sus entradas están inicialmente en cero, la operación es como sigue:

1. Durante el primer intervalo de tiempo el bit más significativo 2^{-1} es puesto a uno lógico, provocando que $V_f = \frac{1}{2} V_{ref} = 5.000$ V. La diferencia $V_x - V_f$ es amplificada, y el voltaje de error V_e es negativo. El bit más significativo, por lo tanto, es reiniciado a cero lógico.

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

- El siguiente bit más significativo 2^{-2} es puesto a uno lógico, haciendo que $V_I = (0 + 1/4)V_{ref} = 2.500 \text{ V}$, durante el segundo intervalo de tiempo, V_a es positivo, entonces 2^{-2} permanece en uno lógico.
- El bit 2^{-3} es puesto a uno lógico, en el tercer intervalo de tiempo. $V_I = (0+1/4+1/8)V_{ref} = 3.750 \text{ V}$. V_a es negativo; entonces el bit 2^{-3} es reiniciado a cero lógico.
- El bit 2^{-4} es puesto a uno lógico. $V_I = (0+1/4+0+1/16)V_{ref} = 3.125 \text{ V}$. V_a es positivo; entonces el bit 2^{-4} se mantiene en uno lógico.
- El bit 2^{-5} es colocado a uno lógico. $V_I = 3.437 \text{ V}$. V_a es negativo; lo que provoca que el bit 2^{-5} sea reiniciado a cero lógico.
- El bit 2^{-6} es puesto a uno lógico. $V_I = 3.281 \text{ V}$. V_a es positivo; entonces el bit 2^{-6} permanece en uno lógico.

El resultado contenido en la unidad de almacenamiento binario es 010101 o 3.281, su equivalente decimal. El resultado, menor por 0.149 V, está dentro del límite prescrito de $\pm 0.2 \text{ V}$.

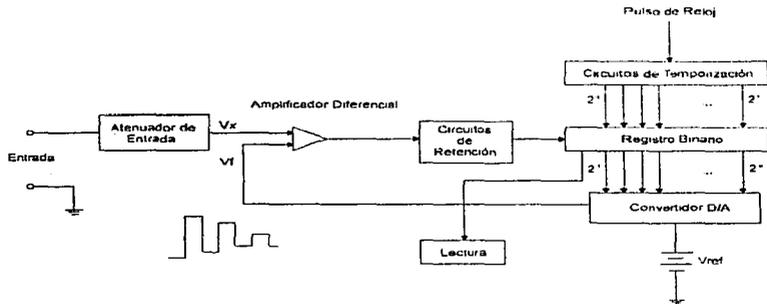


Figura 4.10

La exactitud de la técnica de aproximaciones sucesivas depende, de la estabilidad tanto del voltaje de referencia como del voltaje de entrada, así como, de la exactitud del convertidor D/A y del amplificador diferencial. El tiempo de conversión en este voltímetro está dado por $T = n/f$, siendo n el número de bits en el convertidor y f la frecuencia del reloj. Los voltímetros construidos con convertidores de aproximaciones sucesivas proporcionan una exactitud de ± 0.05 por ciento, con una velocidad de varios miles de lecturas por segundo. Esta combinación de alta resolución y velocidad han provocado

que esta técnica sea utilizada ampliamente. Sin embargo, al igual que los tipos de rampa y rampa escalera, la técnica de aproximaciones sucesivas no es inmune al ruido.

4.2.2.4 Tipo de Balance Continuo

El DVM de tipo balance continuo es similar en algunos aspectos a la técnica de rampa escalera, aunque en este caso la rampa puede ser ascendente y descendente. El tipo de balance continuo se comporta como un servosistema en el que a un cambio en el voltaje desconocido V_x , le corresponde una inmediata reacción por parte del sistema de realimentación en dirección tal que reduce el error.

El diagrama de bloques en la Figura 4.11 muestra las partes esenciales en el sistema de balance continuo. La operación es básicamente simple. Si una diferencia positiva entre V_x y V_i existe, el amplificador diferencial y de umbral, generará un $+V_i$ (voltaje de umbral) el cual pondrá al contador ascendente/descendente, en el modo de conteo ascendente. Por cada pulso de reloj que entra en el contador, el bit menos significativo es incrementado. Las salidas del contador son alimentadas a las entradas paralelas del convertidor D/A. Conforme cada bit es sumado, la salida del convertidor D/A se incrementa por la última parte significativa de V_{ref} o por un $1/2^n$ veces del V_{ref} . Cuando el voltaje de realimentación V_i alcanza el valor de V_x , la salida del circuito de umbral será menor que $+V_i$ y mayor que $-V_i$. En esta condición se logra un nulo o balance y la operación del contador ascendente/descendente se detiene.

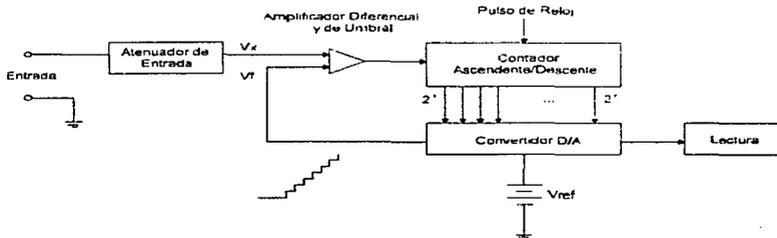


Figura 4.11

El tiempo de conversión para el tipo de balance continuo, puede ser extremadamente grande si V_x cambia considerablemente. Sin embargo, para cambios pequeños en V_x , nuevos ciclos de conversión se encuentran disponibles en un periodo muy corto de tiempo. La exactitud de esta técnica, depende de la estabilidad del voltaje de referencia y de las exactitudes del convertidor D/A y de los circuitos diferencial y de umbral. El ruido presente en la entrada del sistema de balance continuo, tiende a provocar un problema de búsqueda para alcanzar la condición de balance, lo que probablemente tenga como consecuencia que dicha condición nunca se alcance o en el mejor de los casos, que el tiempo de conversión sea muy grande.

4.2.2.5 Tipo Integración.

El DVM tipo integración (o doble rampa) se emplea ampliamente en aplicaciones donde la mayor importancia recae en la inmunidad al ruido, gran exactitud y bajo costo. Esta técnica puede suprimir la mayor parte del ruido de la señal de entrada, debido a que emplea un integrador para efectuar la conversión. El rechazo del ruido puede ser infinito para una frecuencia específica del ruido, si el primer periodo de integración del convertidor (T_i en la Figura 4.12) se iguala al periodo del ruido. Por lo tanto, para rechazar el ruido prevaletiente debido a las líneas de alimentación de 60 Hz, se necesita que T_i sea de 16.667 ms. Sin embargo, esta ventaja también conduce a tiempos de conversión muy largos, típicamente de 10 a 50 ms. Debido a esto, el uso de este tipo de DVM se restringe a aplicaciones donde la velocidad no sea primordial.

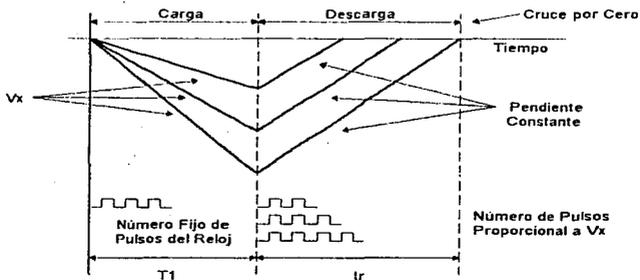


Figura 4.12

El diagrama de bloques de la Figura 4.13 ilustra la operación. El voltaje de cd que se va a convertir V_x , se alimenta a un integrador que produce una salida en forma de rampa. Esta señal inicia en cero y aumenta durante un intervalo de tiempo T_1 , el cual depende de la cuenta máxima del contador y de la frecuencia del reloj. La pendiente de la rampa es proporcional a la magnitud de V_x . Al término del intervalo T_1 , la lógica de control genera una señal con dos propósitos, uno es mover el interruptor a la posición $-V_{ref}$ y el otro es iniciar al contador en cero. En la nueva posición, una fuente de corriente constante $(-V_{ref} / R)$ comienza a descargar al capacitor. Un conteo se inicia hasta que el capacitor se ha descargado completamente. En este instante, el detector de cruce por cero cambia su estado para detener al contador. Entonces el contenido del contador es transferido a un dispositivo de indicación visual. Para iniciar un nuevo ciclo de conversión es necesario regresar al interruptor a la posición V_x , lo que se logra mediante una señal proveniente de la lógica de control.

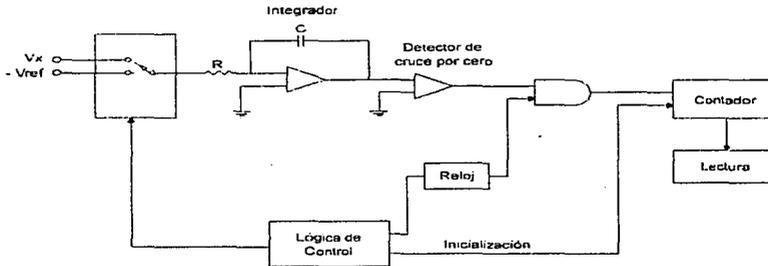


Figura 4.13

4.3 VOLTÍMETROS DE CORRIENTE ALTERNA

Un voltímetro de corriente alterna típicamente es un convertidor de ca a cd, el cual acepta un voltaje de entrada de ca y produce un voltaje de cd. Este voltaje de cd es entonces utilizado directamente para deflexionar un medidor calibrado, para indicar el valor rms o efectivo del voltaje de entrada, o puede utilizarse a la entrada de cualquiera de los voltímetros de cd descritos anteriormente.

Los voltímetros de ca pueden ser clasificados dentro de cinco categorías: 1) respuesta rms, 2) respuesta casi rms, 3) respuesta promedio, 4) respuesta pico y 5) RF.

En este punto es pertinente hacer una observación. Los términos voltímetro analógico y voltímetro digital son utilizados ampliamente en el campo de la instrumentación electrónica. Sin embargo, para los voltímetros de ca, estos términos únicamente se refieren al tipo de display o dispositivo de salida de la lectura. Es decir, ninguno de estos términos implica un tipo particular de técnica de conversión de ca a cd. Ambos voltímetros analógico y digital se encuentran disponibles utilizando cualquiera de los cinco tipos de técnicas de conversión de ca a cd mencionadas.

4.3.1 Tipo Respuesta RMS

El voltaje de ca se mide con mayor exactitud mediante un voltímetro de respuesta rms o también llamado de respuesta rms verdadera. Este instrumento produce una indicación detectando la potencia calorífica de la onda, la cual es proporcional al cuadrado del valor rms del voltaje de entrada. Esta potencia calorífica se puede medir alimentando la señal de entrada amplificada al elemento calefactor de un termopar, cuyo voltaje de salida es proporcional a V_{rms}^2 .

En este momento deberá notarse que cualquier dispositivo, que responda al cuadrado del voltaje de entrada (llamado dispositivo de ley cuadrática), podrá ser utilizado en lugar de un termopar, para realizar una medición rms. Sin embargo, con excepción del termopar, la respuesta de un dispositivo de ley cuadrática generalmente es una aproximación del cuadrado del voltaje de entrada y, deberá catalogarse como un voltímetro de respuesta casi rms.

El diagrama de bloques en la Figura 4.14 es el de un voltímetro de respuesta rms. Una dificultad con esta técnica es que el termopar adopta frecuentemente un comportamiento no lineal. Esto se soluciona colocando dos termopares en el mismo ambiente térmico. El efecto del comportamiento 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 sean iguales. En este instante 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. Entonces, la salida del amplificador de cd es aplicada a un voltímetro de cd para dar la indicación correspondiente.

Aunque la ventaja principal de este tipo de voltímetro es que mide el valor rms verdadero, independientemente de 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 del amplificador de ca, con el propósito de que no se sature.

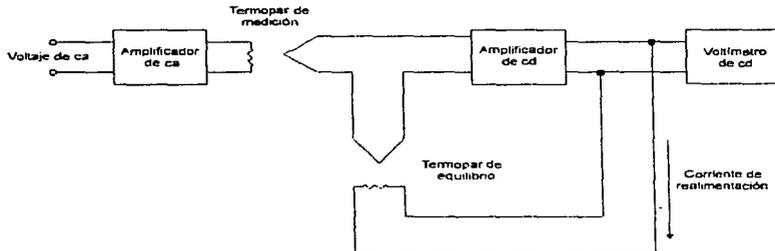


Figura 4.14

4.3.2 Tipo Respuesta casi RMS

El objeto de la medición de un voltaje de ca, es para generar un voltaje de cd, que es proporcional al valor rms de la señal de entrada. Una forma de hacer esta medición es usando un dispositivo de ley cuadrática como se mencionó en la sección previa. Otra forma para hacer la medición es diseñando un circuito, el cual se aproxime a la respuesta de la ley cuadrática. Los voltímetros de ca que utilizan esta última técnica son llamados voltímetros de respuesta casi rms.

La Figura 4.15 muestra un diagrama de bloques de un voltímetro de respuesta casi rms. Para respuesta rms verdadera de este voltímetro, el detector deberá tener la respuesta mostrada en la Figura 4.16a. Esto es, el voltaje de salida deberá ser proporcional al cuadrado del voltaje de entrada.



Figura 4.15

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

La aproximación más común de la respuesta de ley cuadrática, es tomando ventaja de las características no lineales de los diodos, los cuales, en la región por debajo de 1 V, tienen una característica ampere/volt que se aproxima a la curva de $I = KV^2$ como se muestra en la Figura 4.16b.

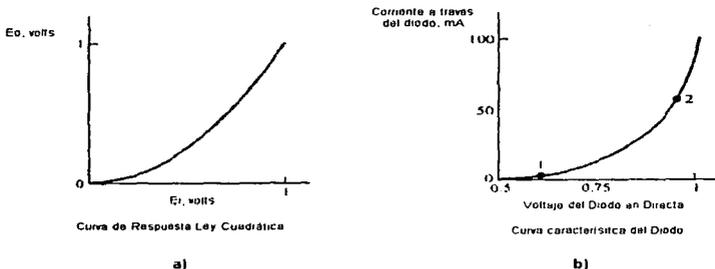


Figura 4.16

La Figura 4.17 muestra el esquema de un detector de ley cuadrática muy simple. El circuito es polarizado para que DR_2 este apagado, y la corriente a través de Q_1 y DR_1 sea muy pequeña, cuando el voltaje de entrada E_i sea igual a cero. Al incrementarse E_i , el voltaje en el emisor de Q_1 se incrementa por la misma cantidad. Este incremento en el voltaje deberá ser la caída a través de DR_1 y R_2 . El voltaje cambia a través de DR_1 dependiendo de la forma exacta de la curva característica mostrada en la Figura 4.16b y del valor de R_2 . Este cambio en el voltaje es proporcional al cambio en E_i . Conforme E_i sigue incrementándose, el voltaje a través de DR_1 se incrementa y el punto de operación en la Figura 4.16b, se mueve desde la posición 1 hasta la posición 2. Esto provoca una corriente a través de Q_1 , que es proporcional al cuadrado del voltaje cambiante a través de DR_1 . Así, un voltaje es desarrollado a través de R_1 , el cual es proporcional a esa corriente, la que a su vez, es proporcional al cuadrado del voltaje cambiante a través de DR_1 , el que es, proporcional al cambio en E_i . De tal forma que E_o es proporcional al cuadrado de E_i . DR_2 es polarizado de modo que inicia a conducir corriente, cuando DR_1 alcanza la posición 2 en la curva característica. Así, cualquier incremento adicional en E_i , no permitirá un incremento de corriente a través de DR_1 . Sin embargo, un incremento en E_i provocará que el punto de operación de DR_2 , se mueva hasta la posición 2 exactamente de la misma manera como se describió para DR_1 . Más diodos pueden ser añadidos, de la misma forma que DR_2 fue adicionado, para dar un rango más dinámico. El circuito en la Figura 4.17 toma únicamente la porción positiva de la señal de entrada.

Por lo tanto, el complemento de este circuito debe ser añadido para que el detector de ley cuadrática pueda completarse.

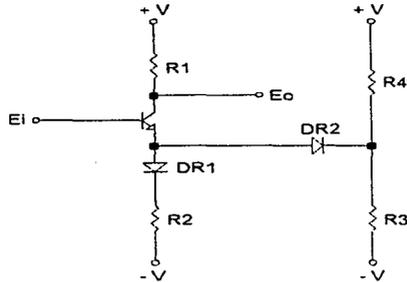


Figura 4.17

Una vez que un voltaje de cd proporcional al cuadrado de la señal medida ha sido generado, este voltaje de cd es proporcional a el voltaje de cd, el cual generará una cantidad equivalente de calor en una carga resistiva, de la misma forma que lo haría la señal de entrada. Así, el valor rms de la señal de entrada es conocido y puede ser aplicado a la entrada de un voltímetro de cd.

Existen numerosas formas en las cuales un detector de ley cuadrática puede ser aproximado. Sin embargo, esta técnica es poco utilizada en los voltímetros comerciales ya que los factores de corrección, que deberán aplicarse para mostrar un valor rms verdadero varían ampliamente, dependiendo del método que se desarrolle para lograr una respuesta cercana a la ley cuadrática.

4.3.3 Tipo Respuesta Promedio

El valor promedio de una forma de onda de voltaje de ca, es simplemente el promedio del voltaje instantáneo medido sobre un ciclo completo (Ec. 1.10). Sin embargo, en la mayoría de los casos, el valor promedio del voltaje de entrada no es la cantidad deseada. El equivalente de cd o valor rms de la forma de onda de entrada es generalmente la cantidad de interés.

En la construcción de este tipo de voltímetros, se asume que la mayor parte de las señales de ca por medir serán ondas senoidales. Pero, para estas ondas, el valor promedio es cero, ya que la forma de onda tiene medios ciclos positivos y negativos iguales. Dicho problema se soluciona, al determinar el valor rms de la onda senoidal mediante una relación con el valor promedio de una forma de onda rectificadas, que puede ser de media onda (Figura 4.18a) o de onda completa (Figura 4.18b). Un propósito adicional del rectificador (aparte de evitar un valor promedio cero), es el generar un voltaje de cd unidireccional, el cual pueda ser alimentado a un voltímetro de cd.

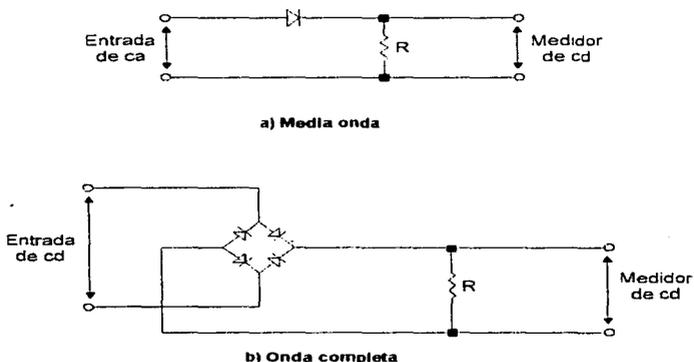


Figura 4.18

La constante que se utiliza para calibrar las escalas a un valor rms, se obtiene al dividir el valor rms de una onda senoidal entre el valor promedio de la onda rectificadas (Sec. 1.4.2). Para rectificación de media onda esta constante es 2.22 y para onda completa es de 1.11.

La Figura 4.19 muestra el diagrama de bloques de un voltímetro de respuesta promedio. Los amplificadores son utilizados para que la impedancia de entrada del voltímetro sea muy alta. Esto evita el efecto de carga. Los atenuadores son utilizados para dar el nivel de salida correcto para diferentes rangos del voltímetro. La salida E de los amplificadores y los atenuadores, es una reproducción a escala de la forma de onda

de entrada. Esta señal, es entonces rectificadora y el voltaje de cd producido es proporcional al valor promedio de la forma de onda rectificadora; al aplicarse a la entrada de un medidor, éste introduce la constante adecuada en su escala para dar una lectura en volts rms.



Figura 4.19

Existen muchas variaciones para el voltímetro de respuesta promedio, basadas principalmente en la manera en que se realiza la rectificación. Sin embargo, los circuitos de rectificación presentados en esta sección son los que más se emplean en los voltímetros comerciales.

4.3.4 Tipo Respuesta Pico

Para ondas senoidales, el valor pico del voltaje es diferente del valor rms verdadero por la constante 0.707 (Sec. 1.4.2). Ya que el valor rms de la forma de onda, es la cantidad comúnmente deseada, un voltímetro de este tipo mide el valor pico de la forma de onda y ajusta este valor por la constante 0.707, para dar una indicación rms para la forma de onda de entrada. De tal manera que, el valor rms obtenido es correcto sólo para ondas senoidales.

La Figura 4.20a muestra un diagrama de bloques simple de un voltímetro de respuesta pico. El detector de pico puede ser tan simple como un diodo y un capacitor, y la constante puede ser introducida con elementos pasivos o calibrando directamente la escala del medidor. El circuito es más complicado si se requiere de mayor exactitud, pero el principio de operación sigue siendo el mismo. La Figura 4.20b muestra un voltímetro de respuesta pico muy simple. El capacitor es cargado a el valor pico del voltaje de entrada a través del diodo. El único camino de descarga es a través de la alta impedancia de entrada del amplificador, por lo tanto, una pequeña cantidad de corriente suministrada desde el circuito bajo prueba es capaz de cargar al capacitor al voltaje pico de ca. El amplificador de cd es utilizado para desarrollar la corriente necesaria del medidor.

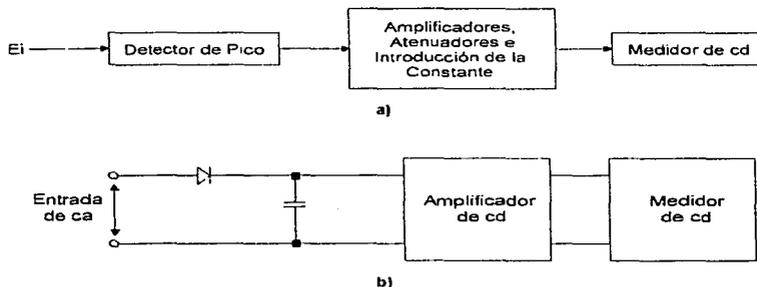


Figura 4.20

4.3.5 Tipo RF

Los voltímetros RF son voltímetros de ca, los cuales responden a frecuencias arriba del rango convencional (típicamente 10 MHz) de los voltímetros de ca. Los voltímetros convencionales que responden al promedio o al valor rms de una forma de onda de ca, están limitados en sensibilidad y ancho de banda por los amplificadores, atenuadores y circuitos de rectificación (diodos) que utilizan.

Estos inconvenientes se eliminan, muestreando la señal de ca antes de su amplificación y rectificación. Esta técnica construye el equivalente de baja frecuencia de las señales de alta frecuencia, permitiendo así que los voltímetros realicen mediciones sobre amplios rangos de frecuencia y voltaje.

La técnica más común es la que usa el voltímetro de respuesta pico, mostrada en la Figura 4.20b y coloca al detector de pico en una punta de prueba. La punta entrega a un amplificador, un voltaje de cd proporcional al voltaje pico de señal de alta frecuencia.

El comportamiento no lineal de los diodos limitan la sensibilidad del voltímetro de respuesta pico. Un voltímetro RF que elimina esta limitación se muestra en la Figura 4.21. Este instrumento utiliza un circuito balanceado, con una entrada de recepción del valor pico del voltaje que está siendo medido. El amplificador diferencial balanceado, actúa como un detector nulo, cuya función es controlar la amplitud de una señal de ca generada internamente, la cual alimenta al segundo detector de pico en la punta. El

voltaje de cd a partir de este detector sirve a la otra entrada del amplificador. El circuito de balance asegura que la señal del segundo detector tenga la misma amplitud que la señal de entrada.

La corriente alterna generada internamente tiene una frecuencia constante (100 kHz), y un voltaje pico igual al de la señal de entrada. Es decir, se ha construido el equivalente de baja frecuencia de la señal de entrada. Todo lo que se requiere es que los dos señales de entrada al amplificador sean idénticas en amplitud, de manera que el comportamiento no lineal de los diodos no entre dentro de la medición. La señal de baja frecuencia generada puede ser entonces, amplificada, rectificada y medida por un voltímetro de cd.

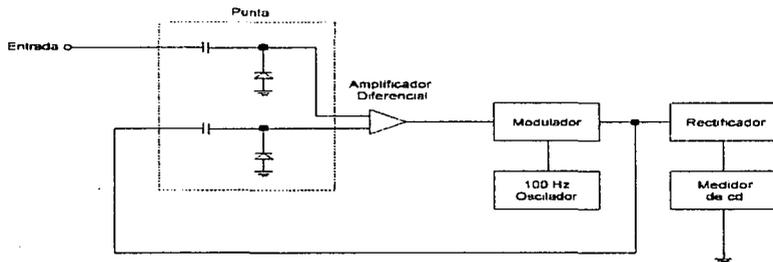


Figura 4.21

El rango de mayor sensibilidad en este tipo de instrumentos típicamente es 0.010 V (10 mV) y sus límites de frecuencia pueden ser tan altos como 1000 MHz. Otras técnicas son utilizadas en los voltímetros RF; sin embargo, la mayoría construyen el equivalente a baja frecuencia de una señal de entrada de alta frecuencia en una forma diferente.

4.4 ESPECIFICACIONES

Las especificaciones son una descripción escrita de la calidad, capacidades y características de un instrumento. Las especificaciones de un instrumento varían en su simplicidad, dependiendo de la complejidad y costo del instrumento. Por ejemplo, la exactitud de un voltímetro analógico básico de bajo costo, puede incluir una especificación simple, tal como ± 1 por ciento a escala completa en cualquier rango en

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

una temperatura de 10 a 40 °C. En cambio, un voltímetro diferencial de mayor precio puede incluir una especificación de exactitud más detallada, como $\pm (0.005$ por ciento de lectura + 0.0004 por ciento de rango + $1 \mu\text{V}$) a $23 \text{ }^\circ\text{C} \pm 1 \text{ }^\circ\text{C}$, con un 70 por ciento de la humedad relativa.

Esta sección definirá algunos de los términos de especificación común, mencionando cuando sea el caso a que tipo de voltímetro se refiere. En la Tablas 4.1 y 4.2 se proporcionan las características más importantes de cada tipo de voltímetro de cd y ca analizados en este capítulo. Estas características para cada tipo de voltímetro están basadas en valores típicos, lo que significa que instrumentos con mayor o menor capacidad pueden existir.

- **Rango**

La especificación de rango enlista el número de rangos disponibles, así como el voltaje máximo que se puede medir en cada uno. Por ejemplo, una especificación de rango puede establecer ocho rangos cubriendo de 100 mV a 1000 V. Los métodos de selección de rango pueden ser manuales o automáticos, y en casos especiales remotos.

- **Sobrerango**

Algunos instrumentos tienen capacidades de sobrerango. Esta característica permite a un instrumento medir voltajes por arriba de los indicados en cada escala. Un sobrerango especificado de 10 por ciento, por ejemplo, significa que 1.1 V puede ser leído en el rango de 1 V. Esta especificación es dada para cualquiera de los rangos que tenga el instrumento.

- **Sensibilidad**

La sensibilidad está definida como el nivel de voltaje más pequeño, al cual el voltímetro puede responder y normalmente está especificada, como el nivel de voltaje representado por el mínimo cambio detectable en el rango más bajo. Algunos voltímetros de cd pueden tener una sensibilidad tan baja como $0.1 \mu\text{V}$.

- **Resolución**

La resolución es el grado al cual cambios pequeños en el nivel de voltaje pueden ser distinguidos. Esta especificación puede ser establecida en varias formas dependiendo del tipo de voltímetro. La resolución de un voltímetro analógico es normalmente expresada en partes por millón (ppm). Para ilustrarlo, un voltímetro analógico de ca, el cual tiene una sensibilidad de $1 \mu\text{V}$ comúnmente tiene una resolución de $0.1 \mu\text{V}$ (0.1 ppm). La resolución de un voltímetro digital es generalmente expresada, como el número de dígitos significativos disponible en la lectura de salida.

- **Exactitud**

La exactitud de un voltímetro es la desviación de la indicación del medidor del valor real medido. Esta especificación puede ser expresada como un porcentaje o un valor absoluto. Para su determinación es necesario consultar la hoja de especificaciones de

cada instrumento, ya que cada fabricante proporciona diferentes métodos y condiciones para determinarla.

- **Repetibilidad**

La repetibilidad es una medida de la capacidad de un instrumento de proporcionar lecturas repetidas con la aplicación sucesiva de un voltaje dado.

- **Estabilidad**

La estabilidad es una medida de la capacidad de un instrumento, para mantenerse dentro de su exactitud por algún período específico de tiempo. Este tiempo inicia con la calibración del voltímetro y puede ser restablecida por recalibración. La estabilidad puede ser expresada en tres formas: 1) como un porcentaje de cambio en la exactitud por unidad de tiempo, 2) como un cambio de voltaje por unidad de tiempo y 3) como la exactitud por un tiempo prolongado. El rango de temperatura y humedad relativa en el cual la especificación de estabilidad es válida deberá establecerse.

- **Tiempo de respuesta**

El tiempo de respuesta es una relación de cuánto tiempo le toma al voltímetro, dar una indicación que este dentro de la exactitud especificada, desde el tiempo en que la señal de entrada es aplicada. Para voltímetros digitales de autorango, el tiempo de respuesta incluirá el máximo tiempo requerido para los cambios de polaridad y rango. El tiempo de respuesta no es aplicable a voltímetros diferenciales manuales. El tiempo requerido para obtener una lectura es dependiente del tiempo de respuesta del operador.

- **Velocidad**

La velocidad es de principal importancia en los voltímetros digitales. Esta es una relación del número de indicaciones por unidad de tiempo, que el voltímetro es capaz de visualizar. Estos rangos van desde una lectura cada 2 segundos hasta 1000 lecturas por segundo.

- **Impedancia de Entrada**

La impedancia de entrada es una especificación de la carga compleja, que un instrumento dado puede presentar en el circuito bajo prueba. Frecuentemente se proporciona el valor de una resistencia y un capacitor. El conocimiento de ésta especificación es importante cuando se desea obtener mediciones exactas (Sec. 2.4).

- **Rechazo en Modo Normal**

La especificación de rechazo en modo normal (NMR), es una expresión de la capacidad del instrumento para rechazar una señal de ca superpuesta en su entrada. Una fuente de modo normal E_n es mostrada en la Figura 4.22.

El NMR, puede ser especificado como la relación del voltaje en modo normal a el error resultante en la lectura a una frecuencia particular. Esta relación se aplica a todos los niveles de la señal desde cero a la escala completa. La relación de rechazo en modo normal (NMMR en decibelios) es:

$$NMRR = 20 \log_{10} \frac{e_n (\text{pico volts})}{\text{error del voltmetro (pico volts)}} \text{ dB} \quad 4.3$$

Un ejemplo de una relación de rechazo en modo normal es 60 dB a 100 Hz.

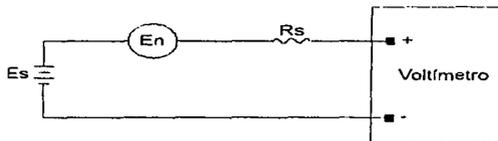


Figura 4.22

- Rechazo en modo común

Las fuentes de voltaje de modo común que existen entre el chasis a tierra de un voltímetro y la tierra de una fuente, tienden a introducir voltajes en modo normal en el circuito de medición conectado a las terminales (+) y (-) del voltímetro. Una fuente en modo común E_{cm} mostrada en la Figura 4.23 desarrolla una corriente de tierra I_0 , la cual fluye a través de la resistencia de 1000Ω en la línea conectada a la terminal (-). Un voltaje de modo normal E_n es desarrollado a través de dicha resistencia. La capacidad del voltímetro para rechazar o minimizar la corriente I_0 es referida, como un rechazo en modo común (CMR).

El rechazo en modo común, es generalmente especificado como la relación de voltaje pico en modo común, a el error resultante en la lectura provocado por el voltaje en modo normal generado, a través de un desbalance de 1000Ω en ambas puntas de entrada. Esta relación (CMRR) es generalmente expresada (en decibelios) como:

$$CMRR = 20 \log_{10} \frac{e_{cm} (\text{pico volts})}{\text{error de voltaje (pico volts)}} \text{ dB} \quad 4.4$$

Los voltímetros diferenciales y digitales de mayor costo incluyen una protección que reduce la señal de interferencia en modo común. Una especificación típica es 120 dB a 60 Hz.

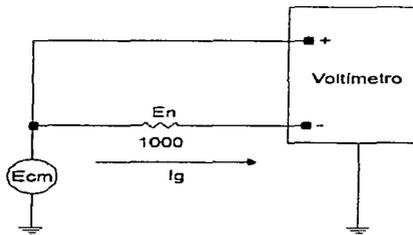


Figura 4.23

- Ruido**
 El ruido es una distorsión generada internamente, la cual aparece como un temblor en la aguja, en los rangos más sensibles, de un instrumento analógico. Los instrumentos digitales son afectados igualmente por el ruido, pero la distorsión se presenta como la inestabilidad del último dígito significativo en la lectura de salida.
- Factor de cresta**
 El factor de cresta está definido, como la relación del voltaje pico a el voltaje rms de una forma de onda periódica. Este término se aplica para voltímetros de respuesta rms únicamente. El factor de cresta es de principal importancia cuando se desea obtener el valor rms de ondas pulsantes. El rango de especificación típico del factor de cresta va desde 5:1 a 100:1.
- Ancho de Banda**
 La especificación de ancho de banda es el límite de frecuencia más bajo y más alto, más allá del cual mediciones exactas no pueden obtenerse. Algunas veces pueden efectuarse mediciones más allá de estos límites, aunque el fabricante no garantice los resultados.

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

- **Rango Volt-Hertz**

El rango volt-hertz es la especificación del producto máximo entre el voltaje de entrada rms y la frecuencia, en base a la especificación del ancho de banda y rango, que puede ser medido. La limitación en ésta especificación se debe esencialmente a los amplificadores. El rango típico de los voltímetros de ca va desde 10^5 a 10^8 V-Hz. Si esta especificación se excede, los amplificadores pasarán una versión distorsionada de la forma de onda de entrada, lo cual resultaría en una lectura errónea en el voltímetro.

- **Influencia de la Forma de Onda**

El cambio en la indicación de un instrumento de ca, provocado únicamente por un cambio en la forma de onda especificada, generalmente una senoidal, a otra forma de onda, es una especificación de la influencia de la forma de onda. Esto se expresa como un porcentaje de error en la lectura de salida. Frecuentemente, la influencia de la forma de onda no es especificada. Normalmente se asume que el usuario entiende, el efecto de la forma de onda en los instrumentos de respuesta promedio y pico.

- **Condiciones Ambientales de Operación**

Las condiciones ambientales generalmente limitan la utilidad de un voltímetro. La mayoría de los instrumentos tipo laboratorio no están diseñados para operar en extremo calor, frío, o ambiente húmedo. Consecuentemente el desempeño, especialmente la exactitud, debe ser determinado para un rango dado de condiciones ambientales de operación. Comúnmente rangos de temperatura y humedad relativa son especificados, como la cantidad de cambio en la exactitud por cambio de alguna de estas dos condiciones ambientales.

- **Características de Salida**

Aquellos instrumentos que poseen salidas que se conectan a dispositivos para registro, almacenamiento o procesamiento de las mediciones, listan especificaciones tales como: impedancia de salida, tipo de código y niveles lógicos.

- **Calibración**

Muchos instrumentos especifican un periodo de tiempo después del cual deberán ser recalibrados. Esto se debe principalmente al tiempo de estabilidad de sus componentes. Muchos instrumentos ofrecen manuales de operación que contienen un procedimiento detallado para esta recalibración. Típicamente, se requiere de una fuente exacta de voltaje y un medio ambiente controlado, en el cual la recalibración pueda ser realizada. La cantidad de control requerido es directamente proporcional a la exactitud deseada.

CARACTERÍSTICAS TÍPICAS DE LOS VOLTÍMETROS DE CD

Tipo de voltímetro	Rangos	Exactitud %	Resistencia de Entrada	Velocidad (lecturas por segundo)	Resolución
D'Arsonval	50 mV a 5000 V	≥ 1	100 Ω a 1 M Ω / V		0.5 mV
Amp. de cd	0.1 a 1000 V	≥ 1	> 10 M Ω		1.0 mV
Amp. chopper	3 μ V a 1000 V	≥ 1	> 10 M Ω		0.1 μ V
Potenciométrico manual	1 mV a 1000 V	≥ 0.005	$> 10^{10}$ Ω		1 ppm de rango
Rampa	0.1 a 1000 V	≥ 0.05	> 10 M Ω	5	10 μ V
Rampa escalera	0.1 a 1000 V	≥ 0.02	> 10 M Ω	100	1 μ V
Aproximaciones sucesivas	0.1 a 1000 V	≥ 0.02	> 10 M Ω	1000	1 μ V
Balance continuo	0.1 a 1000 V	≥ 0.02	> 10 M Ω	100	1 μ V
Integración	0.1 a 1000 V	≥ 0.005	> 10 M Ω	50	1 ppm de rango

Tabla 4.1

CARACTERÍSTICAS TÍPICAS DE LOS VOLTÍMETROS DE CA

Tipo de voltímetro	Forma de Onda	Exactitud %	Frecuencia	Tiempo de respuesta, s	
Respuesta rms	Cualquier de onda	forma	0.04 - 5	1 Hz a 10 MHz	1 - 2
Respuesta casi rms	Cualquier de onda	forma	0.1 - 5	1 Hz a 10 MHz	1
Respuesta promedio	Señales senoidales únicamente		0.1 - 10.0	1 Hz a 10 MHz	0.5 - 1
Respuesta pico (incluyendo RF)	Señales senoidales únicamente		0.1 - 10.0	1 Hz a 1000 MHz	0.5 - 1

Tabla 4.2

Instrumentos Medidores de Componentes Básicos

5.1 INTRODUCCIÓN

El contenido de este capítulo se basa en la descripción de los principales métodos que se utilizan para medir resistencia, capacitancia e inductancia.

Debido a que la elección o diseño de un método de medición depende de varios factores como: exactitud, velocidad, costo, forma requerida del resultado, condiciones de prueba y equipo disponible. El siguiente análisis ayudará en la realización de estas tareas.

Tal análisis también será útil en el entendimiento de los principios básicos que emplean los instrumentos de medición comerciales. Por lo tanto, para una descripción más detallada de su funcionamiento y uso, será necesario referirse al manual de operación del instrumento en particular.

5.2 MEDICIÓN DE COMPONENTES

La medición de resistencias, capacitores e inductores de forma individual es realizada tanto por los fabricantes de estos componentes como por los usuarios. Sin embargo, las mediciones efectuadas por el fabricante difieren de las realizadas por un usuario.

Comúnmente los fabricantes llevan a cabo dos tipos de medición: 1) tipo prueba de producción e inspección, donde por lo general, la desviación del valor real es revisada con el propósito de que se encuentre dentro de las tolerancias prescritas, de manera que el valor real nunca será medido o registrado; 2) tipo exactitud, donde componentes de alta precisión son medidos varias veces en diferentes ambientes y condiciones eléctricas, con cuidadosos registros de sus valores para determinar los componentes que cambian. Por lo tanto, para realizar cualquiera de estas dos mediciones, se requiere de instrumentos que sean muy precisos y exactos, así como rápidos. Estas características se reflejan en la complejidad de su diseño y sobre todo en su costo.

Por el contrario, las mediciones efectuadas por un usuario pueden realizarse con instrumentos de menor precisión, exactitud y velocidad. Ya que, en la mayoría de las ocasiones, sólo se desea conocer el valor del componente como tal, sin aplicar ningún tipo de condición para la prueba.

Independientemente de quién realice la medición, para asegurar que los instrumentos usados en la medición de componentes eléctricos, sean tan precisos como se desea, es necesario que ellos sean comparados con medidas estándar de mayor exactitud. Del mismo modo éstos estándares deberán ser revisados por instrumentos de medición aún más exactos. Por ejemplo, en los Estados Unidos, la prueba final de esta cadena es la NBS (National Bureau of Standards), la cual, da calibraciones con

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

tolerancias tan pequeñas como 1 ppm (0.0001 por ciento) para ciertas resistencias (1 Ω a 10 k Ω) y 5 ppm para algunos capacitores.

Generalmente, para proporcionar dichas calibraciones se necesita de mediciones exactas que son realizadas con puentes, similares en principio de operación, a los que serán descritos en las siguientes secciones, pero de mayor sofisticación en su diseño. Varias técnicas son ampliamente usadas en las mediciones exactas, sin embargo, dos de ellas también son aplicables para mediciones de baja exactitud. Ellas son: 1) sustitución directa y 2) medición a cuatro terminales. Estas técnicas se describirán junto con el instrumento que las emplee.

5.3 INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN DE RESISTENCIA

Las mediciones de resistencia, se efectúan con frecuencia en la prueba y localización de fallas en circuitos, al medir los valores de resistencia de componentes, y en la determinación de los valores de resistencias variables de algunos transductores. En base a estas aplicaciones, se presentará una descripción de los métodos de medición de resistencia. Primero se explicarán los métodos básicos, en orden de exactitud creciente: el método de voltímetro-amperímetro, el ohmetro y el puente de Wheatstone. Dicha explicación determinará, el por qué, los métodos del ohmetro y del voltímetro-amperímetro se emplean con mucha frecuencia para pruebas y determinación aproximada del valor de resistencia; en cambio, se verá que el instrumento a seleccionar cuando se desea una medición muy exacta de valores de resistencia, es el puente de Wheatstone. Finalmente, se analizarán técnicas adicionales que son empleadas para medir valores de resistencia muy bajos.

5.3.1 Método de Voltímetro-Amperímetro

El método del voltímetro-amperímetro es una técnica sencilla y de exactitud moderada para medir la resistencia cuando sólo se cuenta con voltímetros y amperímetros. Como se muestra en la Figura 5.1, la relación de V/I (Ley de Ohm) es la resistencia en corriente directa del elemento R_x .

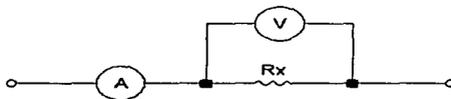


Figura 5.1

Existen tres inconvenientes para éste método. Primero, existe un error a partir de cualquiera de los dos instrumentos, ya sea de la impedancia de entrada del amperímetro o de la del voltímetro, porque ellas no son cero o infinito, respectivamente. Segundo, un cálculo es necesario para conocer el valor de la resistencia; y el tercer inconveniente es que la exactitud depende de la calibración y estabilidad de los dos medidores.

Pero a pesar de ello, éste método es la base para todos los instrumentos tipo medidor, e incluso los instrumentos tipo puente pueden ser considerados utilizando éste principio.

5.3.2 Ohmmetros

Los ohmmetros son instrumentos que basan su funcionamiento directamente de la Ley de Ohm. Esto se logra mediante dos formas: 1) aplicando un voltaje constante en la resistencia de valor desconocido, y midiendo con un amperímetro la corriente generada. Esta corriente es proporcional a la conductancia, la cual es el recíproco de la resistencia: $G = 1/R = I/V$. La escala del amperímetro indicando ésta corriente, podrá estar calibrada en conductancia o en términos de resistencia, en cuyo caso, la escala no será lineal; y 2) si la corriente a través de una resistencia se mantiene constante, el voltaje producido será proporcional a la resistencia ($V = IR$), por lo que usando un voltímetro, es posible medir dicho voltaje y calibrar una escala en términos de resistencia.

Los ohmmetros se clasifican en analógicos y digitales. Los ohmmetros analógicos utilizan la primera técnica, en tanto que los digitales emplean cualquiera de las dos, aunque la técnica de corriente constante, se encuentra con mayor frecuencia en esta clase de medidores.

5.3.2.1 Ohmmetros Analógicos

Existen dos tipos de ohmmetros analógicos: 1) tipo serie y 2) tipo derivación.

- Ohmetro Tipo Serie

El ohmetro tipo serie, consta de un movimiento de D'Arsonval conectado en serie con una resistencia y una batería, con un par de terminales a las cuales se conecta la resistencia desconocida. La corriente que circula a través del movimiento depende de la magnitud de la resistencia desconocida y la indicación del medidor es proporcional a su valor. La Figura 5.2 muestra los elementos de un ohmetro tipo serie de una sola escala, donde R_1 es la resistencia limitadora de corriente, R_2 es la resistencia de ajuste a cero, V es el voltaje de la batería interna, R_m es la resistencia interna del movimiento de D'Arsonval y R_x es la resistencia desconocida.

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

Cuando la resistencia desconocida $R_x = 0$ (terminales A y B en cortocircuito), circula corriente máxima en el circuito. En estas condiciones, la resistencia en derivación R_2 se ajusta para que el movimiento indique la corriente a escala completa (I_{FS}). La posición de la aguja para la corriente de escala completa, se marca como "0 Ω ". En forma similar cuando $R_x = \infty$ (terminales A y B abiertas), la corriente en el circuito es cero y el movimiento indica corriente cero, ésta posición se marca como " ∞ " 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 repetibilidad del movimiento de D'Arsonval y de la precisión de las tolerancias de las resistencias de calibración.

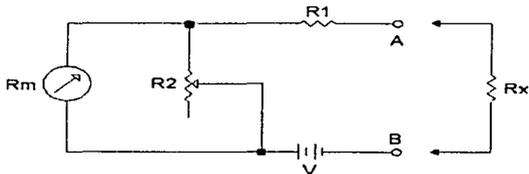


Figura 5.2

Aún cuando éste ohmetro se utiliza ampliamente en instrumentos portátiles, 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 en derivación R_2 en la Figura 5.2 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 R_m siempre es baja 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 5.2 no compensa por completo el envejecimiento de la batería, pero realiza un buen trabajo dentro de los límites esperados de exactitud del instrumento. Sin embargo, la batería se debe cambiar cuando R_2 no pueda llevar al medidor a cero.

Debido a la no linealidad de la escala del ohmetro tipo serie, una cantidad conveniente, es el valor de R_x , que origina deflexión a media escala en el medidor. En ésta posición, la resistencia a través de las terminales A y B se define como la resistencia de media escala R_M . El circuito es analizable a partir de la corriente a escala completa I_{FS} y la resistencia interna del movimiento R_m , el voltaje de la batería

V y el valor deseado de la resistencia de media escala R_H ; con ello, se puede 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 $\frac{1}{2} I_{FS}$, y la resistencia desconocida debe ser igual a la resistencia interna total del ohmetro:

$$R_H = R_1 + \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m} \quad 5.1$$

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:

$$I_H = \frac{V}{2R_H} \quad 5.2$$

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

$$I_T = 2I_H = \frac{V}{R_H} \quad 5.3$$

La corriente en derivación a través de R_2 es:

$$I_2 = I_T - I_{FS} \quad 5.4$$

El voltaje en la resistencia de la derivación (V_{SH}) es igual al voltaje en el movimiento:

$$V_{SH} = V_m \quad \text{o} \quad I_2 R_2 = I_{FS} R_m$$

y

$$R_2 = \frac{I_{FS} R_m}{I_2} \quad 5.5$$

Al sustituir la ecuación (5.4) en la (5.5) se obtiene:

$$R_2 = \frac{I_{FS} R_m}{I_T - I_{FS}} = \frac{I_{FS} R_m R_H}{V - I_{FS} R_H} \quad 5.6$$

Resolviendo la ecuación (5.1) para R_1 , se obtiene:

$$R_1 = R_H - \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m} \quad 5.7$$

Al sustituir la ecuación (5.6) en la (5.7) y despejar R_1 , se tiene:

$$R_1 = R_H - \frac{I_{FS} R_m R_H}{V} \quad 5.8$$

- **Ohmetro Tipo Derivación**

El diagrama del circuito de un ohmetro tipo derivación se muestra en la Figura 5.3. Este consiste de una batería en serie con una resistencia de ajuste R_1 , y un movimiento de 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 ohmetro tiene la marca "0" en el lado izquierdo de la escala (no circula corriente), y la marca " ∞ " en el lado derecho de la escala (corriente de deflexión a plena escala).

El ohmetro 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.

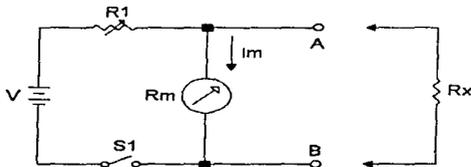


Figura 5.3

El análisis del ohmetro tipo derivación, es similar al del ohmetro tipo serie. En la Figura 5.3, cuando $R_x = \infty$, la corriente a escala completa del medidor es:

$$I_{FS} = \frac{V}{R_1 + R_m} \quad 5.9$$

donde V es el voltaje de la batería interna, R_1 es la resistencia limitadora de corriente y R_m es la resistencia interna del movimiento.

Al despejar R_1 se tiene:

$$R_1 = \frac{V}{I_{FS}} - R_m \quad 5.10$$

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

$$I_m = \frac{VR_x}{R_1 R_m + R_x (R_1 + R_m)} \quad 5.11$$

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

$$S = \frac{I_m}{I_{FS}} = \frac{R_x (R_1 + R_m)}{R_x (R_1 + R_m) + R_1 R_m} \quad 5.12$$

Definiendo:

$$R_p = \frac{R_1 R_m}{R_1 + R_m} \quad 5.13$$

y sustituyendo la ecuación (5.13) en la (5.12) se obtiene:

$$S = \frac{R_x}{R_x + R_p} \quad 5.14$$

Si se utiliza la ecuación (5.14), el medidor se calibra calculando S en términos de R_x y R_p .

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

Para la lectura de media escala del medidor ($I_m = 0.5 I_{FS}$), la ecuación (5.11) se reduce a:

$$0.5 I_{FS} = \frac{V R_H}{R_1 R_m + R_H (R_1 + R_m)} \quad 5.15$$

Donde R_H es la resistencia externa que produce deflexión media. Para determinar los valores sobre la escala para un valor de R_1 , la lectura de media escala se puede encontrar dividiendo la ecuación (5.9) entre la ecuación (5.15) y despejando R_H :

$$R_H = \frac{R_1 R_m}{R_1 + R_m} \quad 5.16$$

El análisis muestra que la resistencia de media escala, está determinada por la resistencia limitadora R_1 y la resistencia interna del movimiento 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_{FS} .

Se puede cambiar el rango de los ohmetros de las Figuras 5.2 y 5.3 variando la sensibilidad del medidor. Esto se hace, mediante un interruptor que puede conectar varias resistencias de diferentes valores para sustituir la resistencia R_1 . Dichos cambios de resistencia comúnmente proporcionan rangos, los cuales multiplican las lecturas por 10, 100, 1000, etc. En muchos ohmetros comerciales más actuales, el cambio es por lo general más complicado, con conmutación de resistencias tanto en serie como en derivación con el medidor. En otros casos, el voltaje V de la batería se incrementa para dar una sensibilidad adecuada para rangos de resistencia alta.

Típicamente, los valores de resistencia que se pueden medir con los ohmetros analógicos varían desde 1Ω hasta $10 M\Omega$. Sin embargo, hay algunas limitaciones en su empleo. Debido a que su mejor exactitud es aproximadamente ± 1 por ciento, no son apropiados para mediciones de gran exactitud. También, se deben seguir ciertas precauciones al emplear los ohmetros. Debe considerarse que el ohmetro mide la red de resistencia entre las puntas. Por lo tanto, si la resistencia medida está conectada a un circuito, el ohmetro indicará la combinación paralela de la resistencia y todas las otras rutas de conducción de corriente directa que lo rodean.

A su vez, es importante recordar que el ohmetro aplica un voltaje de corriente directa cuya polaridad depende del diseño del instrumento. Por lo tanto, deben tomarse precauciones, cuando se use para mediciones en circuitos que contienen dispositivos sensibles (como algunos semiconductores o fusibles), que podrían dañarse aún por el paso de corrientes pequeñas. Esta advertencia se aplica con mayor énfasis, cuando el ohmetro se va a emplear en los rangos más altos, ya que en este punto, el ohmetro pueden estar suministrando de 30 a 45 V durante la medición.

5.3.2.2 Ohmetros Digitales

Las limitaciones de los ohmetros analógicos debidas a sus inexactitudes se superan hasta cierto punto en los ohmetros digitales. Las fuentes de poder reguladas con precisión, aumentan la exactitud de las fuentes de voltaje internas de los ohmetros digitales, y los displays de alta resolución reducen los errores de lectura asociados con las escalas de los instrumentos analógicos. Sin embargo, como las lecturas digitales no se pueden hacer no lineales, el ohmetro digital genera internamente una corriente constante que se aplica a la resistencia desconocida. Se mide entonces, el voltaje a través de la resistencia desconocida, y el voltaje medido es, por lo tanto, proporcional a la resistencia. Dicho voltaje generado se mide con cualquiera de los voltímetros digitales descritos en el Capítulo 4. Es importante tener en cuenta que al emplear ohmetros digitales, se deben seguir las mismas precauciones mencionadas para los ohmetros analógicos.

El circuito básico del ohmetro digital, emplea la técnica de "cuatro terminales", la cual se describirá con mayor detalle posteriormente. El principio básico consiste en aplicar una corriente constante a un par de puntas y medir el voltaje en el otro, lo cual es una medición de impedancia transferida. Esto evita, que las mediciones de resistencia de valor bajo sean afectadas por la resistencia, tanto de los alambres de conexión, como de los contactos. La Figura 5.4 ilustra el empleo de esta técnica.

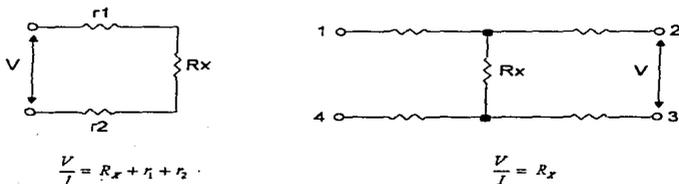


Figura 5.4

5.3.3 Puente de Wheatstone

La Figura 5.5 muestra un puente de Wheatstone. El puente tiene cuatro ramas resistivas, junto con una fuente de voltaje (una batería) y un detector de cero, generalmente un movimiento de D'Arsonval u otro medidor sensible a la corriente. La corriente a través del movimiento, 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 movimiento 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 al voltaje del punto *d* al punto *a*; o bien, tomando como referencia la otra terminal de la batería, cuando el voltaje del

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

punto *c* al punto *b*, es igual al voltaje del punto *d* al punto *b*. Por lo tanto, el puente está en equilibrio cuando:

$$I_1 R_1 = I_2 R_2 \quad 5.17$$

Si la corriente del movimiento de D'Arsonval es cero, la siguiente condición también se cumple:

$$I_1 = I_3 = \frac{V}{R_1 + R_3} \quad 5.18$$

y

$$I_2 = I_4 = \frac{V}{R_2 + R_4} \quad 5.19$$

Al combinar las ecuaciones (5.17), (5.18) y (5.19) y simplificando se obtiene:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_3} = \frac{R_2}{R_2 + R_4} \quad 5.20$$

de la cual:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad 5.21$$

La ecuación (5.21), es la expresión conocida para el equilibrio del puente de Wheatstone. Si tres de las resistencias tienen valores conocidos, la cuarta puede establecerse a partir de la ecuación (5.21). Por lo que, si R_4 es la resistencia desconocida, el valor de R_x puede expresarse en términos de las resistencias restantes como sigue:

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_1} \quad 5.22$$

La resistencia R_3 se denomina rama patrón del puente, y las resistencias R_2 y R_1 , se les nombra ramas de relación. En la práctica, la relación R_2 a R_1 , se controla mediante un interruptor que cambia esta relación por décadas, es decir, por factores de 10. Así, la relación R_2/R_1 se puede ajustar a 10^3 , 10^2 , 10^1 , 1, 10, 10^2 y 10^3 . R_3 es una resistencia ajustable de variación continua. Cuando se logra la condición de equilibrio, se puede leer directamente la resistencia de los indicadores, porque las posiciones de los indicadores corresponden a las variables de la ecuación (5.22), con lo cual, es posible calcular el valor de R_x .

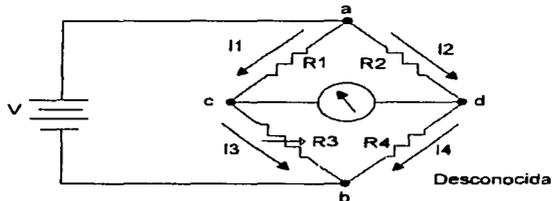


Figura 5.5

La medición de la resistencia desconocida R_x , es independiente de las características o de la calibración del detector de cero, ya que dicho detector, deberá tener la suficiente sensibilidad, para indicar la condición de equilibrio del puente con el grado de exactitud requerida.

Para saber si el medidor tiene la sensibilidad para detectar el estado de desequilibrio, es necesario calcular la corriente en el detector. Diferentes movimientos de D'Arsonval además de tener diferentes corrientes por unidad de deflexión (sensibilidad de corriente), también pueden tener una resistencia interna diferente. Por lo tanto, la sensibilidad, se calcula analizando el circuito puente para un pequeño desequilibrio. La solución se obtiene al determinar el equivalente Thévenin del puente de Wheatstone de la Figura 5.5.

Ya que el parámetro de interés, es la corriente a través del detector nulo, el circuito equivalente Thévenin se determina a partir de las terminales del movimiento de D'Arsonval c y d de la Figura 5.5. Se deben realizar dos pasos para encontrar el equivalente Thévenin: 1) encontrar el voltaje equivalente que se presenta en las terminales c y d cuando se desconecta el detector del circuito; y 2) determinar la resistencia equivalente a las terminales c y d , con la batería reemplazada por su resistencia interna.

El voltaje de Thévenin o de circuito abierto, se determina a partir de la Figura 5.5, y se obtiene que:

$$V_{cd} = V_{ac} - V_{ad} = I_1 R_1 - I_2 R_2 \quad 5.23$$

por lo tanto, sustituyendo las ecuaciones (5.18) y (5.19) en la ecuación (5.23), se tiene:

$$V_{cd} = V \left[\frac{R_1}{R_1 + R_3} - \frac{R_2}{R_2 + R_4} \right] \quad 5.24$$

Este es el voltaje de Thévenin, es decir, $V_{cd} = V_{TH}$.

La resistencia del circuito equivalente de Thévenin, se encuentra a partir de las terminales c y d y reemplazando la batería por su resistencia interna, R_b . El circuito de la Figura 5.6a, representa la resistencia Thévenin. Sin embargo, 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 5.6a para su equivalente Thévenin. Considerando esto, entre los puntos a y b existe un cortocircuito. Por lo tanto, la resistencia de Thévenin, en las terminales c y d , es:

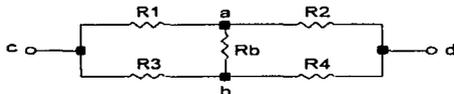
$$R_{TH} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \quad 5.25$$

El equivalente de Thévenin del circuito puente de Wheatstone utilizando las ecuaciones (5.24) y (5.25) se reduce al circuito mostrado en la Figura 5.6b.

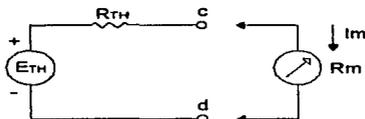
Cuando el detector de cero, se conecta en las terminales de salida del circuito equivalente de Thévenin, la corriente es:

$$I_m = \frac{V_{TH}}{R_{TH} + R_m} \quad 5.26$$

donde I_m es la corriente del movimiento de D'Arsonval y R_m su resistencia.



a)



b)

Figura 5.6

El puente de Wheatstone, se emplea para medir con exactitud valores de resistencia desde miliohms hasta megaohms. El límite superior de su rango de medición, es determinado por la reducción de sensibilidad del desequilibrio, ocasionada por los elevados valores de las resistencias, lo cual reduce la corriente del movimiento de D'Arsonval. El límite inferior, lo determina 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, modificando con este dato, el resultado final de la medición, pero la resistencia de los contactos es difícil de calcular y medir. Por lo que, para mediciones de baja resistencia se prefiere el puente de Kelvin.

La mayor parte de los puentes de Wheatstone comerciales, tienen una exactitud de aproximadamente 0.1 por ciento. Así, los valores de resistencia con el puente son mucho más exactos que los obtenidos con el ohmetro o con el voltímetro-ampérmetro. Sin embargo, para asegurar que las mediciones obtenidas a partir del puente de Wheatstone sean lo exactas como se requiere, es importante conocer los errores posibles que surgen al utilizarlo con la finalidad de evitarlos o considerarlos en la medición. Estos son:

1. Diferencias entre los valores reales de las resistencias y los declarados en las tres ramas conocidas del circuito puente. Se puede calcular éste error partiendo de las tolerancias de las resistencias.
2. Cambio en los valores de las resistencias conocidas, debidas a los efectos de autocalentamiento.
3. Voltajes térmicos en el puente o en el detector de cero, originados por diferentes materiales en contacto a temperaturas ligeramente diferentes.
4. Error en la condición de equilibrio por falta de sensibilidad del detector de cero.
5. Resistencia en las puntas de prueba y de los contactos, cuando se hacen mediciones de baja resistencia.

5.3.4 Puente Comparador

Este puente emplea la técnica de sustitución directa, la cual consiste en comparar dos resistencias de valor casi igual. Primero se coloca en el puente la resistencia conocida y se obtiene la condición de equilibrio. Enseguida, se sustituye dicha resistencia por la de valor desconocido, con el propósito de medir la cantidad de voltaje desbalanceado. Comúnmente, en este tipo de puente, dos ramas son iguales, como se muestra en la Figura 5.7, y el voltaje de salida en circuito abierto o Thévenin es:

$$V_0 = V \left(\frac{R_x - R_x}{2(R_x + R_x)} \right) \quad 5.27$$

El voltaje de salida V_0 es medido por un voltímetro de alta impedancia, el cual indica la diferencia entre las dos resistencias. Este tipo de puente, encuentra su principal aplicación en pruebas de clasificación de producción de resistencias, ya que, en estas pruebas lo primordial es revisar que el valor del componente se encuentre dentro de una tolerancia determinada. Las principales ventajas de éste método son: 1) la velocidad, ya que la condición de equilibrio sólo se efectúa al inicio de la prueba y 2) se evitan los errores inherentes al uso del puente, por lo tanto, la exactitud de la medición depende únicamente de las características del voltímetro empleado.

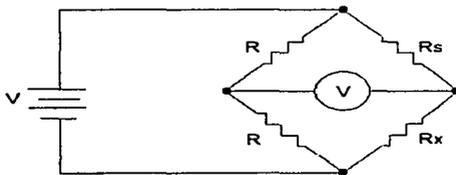


Figura 5.7

5.3.5 Puente de Kelvin

Las resistencias de bajo valor, se miden con mayor exactitud empleando la técnica a cuatro terminales, ello evita errores en la medición provocados por los alambres de conexión y los contactos de los bornes de conexión.

El puente de Kelvin utiliza esta técnica y es una modificación del puente de Wheatstone. Proporciona un gran incremento en la exactitud de mediciones de resistencia de valor bajo, por lo general inferiores a 1Ω . Del circuito puente de la Figura 5.8, donde R_y representa la resistencia del alambre de conexión de R_3 a R_x . Son posibles dos conexiones del movimiento de D'Arsonval, en el punto m o en el punto n . Cuando el movimiento se conecta en el punto m , la resistencia R_y del alambre de conexión, se suma a la resistencia 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 movimiento, 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 las resistencias R_1 y R_2 , entonces:

$$\frac{R_{mp}}{R_{np}} = \frac{R_1}{R_2} \quad 5.28$$

La ecuación de equilibrio para el puente da:

$$R_x + R_{mp} = \frac{R_1}{R_2} (R_3 + R_{mp}) \quad 5.29$$

Al sustituir la ecuación (5.28) en la (5.29), se tiene:

$$R_x + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) R_y = \frac{R_1}{R_2} \left[R_3 + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) R_y \right] \quad 5.30$$

lo cual se reduce a:

$$R_x = R_3 \frac{R_1}{R_2} \quad 5.31$$

la ecuación (5.31) es la ecuación de equilibrio desarrollada para el puente de Wheatstone e indica, que el efecto de la resistencia del alambre de conexión del punto m al punto n , se elimina conectando al movimiento de D'Arsonval en la posición intermedia p .

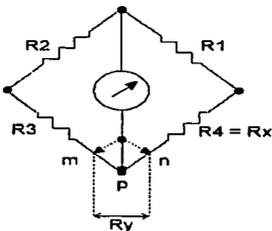


Figura 5.8

Esta es la base para la construcción del puente doble Kelvin. El término puente doble se usa debido a que el circuito contiene un segundo juego de ramas de relación (Figura 5.9). Este segundo conjunto de ramas, marcadas a y b en el diagrama, se conectan al movimiento de D'Arsonval 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 movimiento será cero cuando el potencial en k sea igual al potencial en p , o cuando $V_{k1} = V_{imp}$, donde:

$$V_k = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I \left[R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \right] \quad 5.32$$

y

$$V_{imp} = I \left\{ R_3 + \frac{b}{a+b} \left[\frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \right] \right\} \quad 5.33$$

Igualando V_{k1} con V_{imp} y despejando R_x :

$$R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2} + \frac{b R_y}{a+b+R_y} \left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{a}{b} \right) \quad 5.34$$

Al aplicar la condición establecida inicialmente de que $a/b = R_1/R_2$, la ecuación (5.34) se reduce a la relación conocida:

$$R_x = R_3 \frac{R_1}{R_2} \quad 5.35$$

La ecuación (5.35) 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.

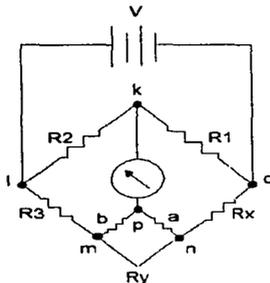


Figura 5.9

5.3.6 Miliohmetro

Este instrumento emplea el método de aplicación de corriente constante y medición de voltaje, pero en este caso, la corriente suministrada es una corriente muy grande, de forma que al circular por valores de resistencia bajos produzca una caída de potencial que pueda ser confiablemente medida por un voltímetro. Comúnmente, estos medidores emplean voltímetros con amplificador muestreador y la conexión a cuatro terminales para evitar errores producidos por las puntas de prueba y contactos.

5.4 INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN DE CAPACITANCIA

La clasificación de los métodos empleados para medir capacitancia depende de dos factores: 1) la exactitud requerida y 2) el tipo de capacitor. En esta sección se describen en forma general dichos métodos, señalando su aplicación y exactitud. Sin embargo, información más detallada de los distintos instrumentos medidores de capacitancia se proporciona en la Tabla 5.2.

5.4.1 Medición de la Capacitancia con un Voltímetro de ca

Este método emplea un voltímetro de alta impedancia de entrada. Consiste en conectar el capacitor desconocido en serie con una resistencia y la combinación, se conecta a una fuente de voltaje de ca de valor menor al voltaje máximo del capacitor (Figura 5.10). A continuación, se mide por separado el voltaje a través de cada elemento. La corriente I_{RMS} se calcula mediante:

$$I = \frac{V_R}{R} \quad 5.36$$

siendo R la resistencia y V_R el voltaje rms medido entre las terminales de la resistencia. Finalmente el valor de C_x se calcula conociendo la siguiente relación:

$$V_C = IX_C = \frac{I}{\omega C_x} = \frac{I}{2\pi f C_x} \quad 5.37$$

de forma que:

$$C_x = \frac{I}{2\pi f V_C} \quad 5.38$$

en donde V_C es el voltaje efectivo medido a través del capacitor.

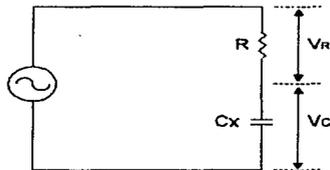


Figura 5.10

Este tipo de medición, se limita a capacitores no polarizados, y su exactitud sólo es del 10 por ciento, debido a las inexactitudes de la frecuencia y voltaje aplicados, así como del voltímetro empleado.

5.4.2 Puentes de Capacitancia

La medición de capacitancia con alto grado de exactitud, comúnmente se efectúa con un puente de ca. Este puente es una consecuencia del puente de cd o Wheatstone, y su forma básica, consiste en una 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 comúnmente consiste en un amplificador de ca con un medidor de salida.

La forma general de un puente de ca se presenta en la Figura 5.11. Las cuatro ramas del puente Z_1 , Z_2 , Z_3 y Z_4 son impedancias. Como en el caso del puente Wheatstone, 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.

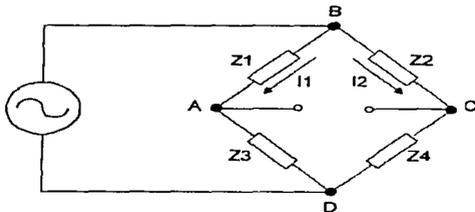


Figura 5.11

La ecuación general para el equilibrio del puente, se obtiene utilizando la notación compleja para las impedancias del circuito puente. 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 5.11 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. Esto es:

$$V_{BA} = V_{BC} \quad \text{o} \quad I_1 Z_1 = I_2 Z_2 \quad \mathbf{5.39}$$

En la condición de equilibrio, la corriente es:

$$I_1 = \frac{V}{Z_1 + Z_3} \quad \mathbf{5.40}$$

y

$$I_2 = \frac{V}{Z_2 + Z_4} \quad \mathbf{5.41}$$

Al sustituir las ecuaciones (5.40) y (5.41) en la ecuación (5.39):

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \quad \mathbf{5.42}$$

o si se utilizan admitancias:

$$Y_1 Y_4 = Y_2 Y_3 \quad \mathbf{5.43}$$

la ecuación (5.42) es la forma más conveniente en la mayoría de los casos y es la ecuación general para equilibrio del puente de ca. La ecuación (5.43) es útil cuando se tiene componentes en paralelo en las ramas del puente.

La ecuación (5.42) 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 (5.42) se puede escribir como:

$$(Z_1 \angle \theta_1)(Z_4 \angle \theta_4) = (Z_2 \angle \theta_2)(Z_3 \angle \theta_3) \quad \mathbf{5.44}$$

Puesto que en la multiplicación de números complejos, las magnitudes se multiplican y los ángulos de fase se suman, la ecuación (5.44) se escribe:

$$Z_1 Z_4 \angle (\theta_1 + \theta_4) = Z_2 Z_3 \angle (\theta_2 + \theta_3) \quad \mathbf{5.45}$$

La ecuación (5.45) 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:

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \quad 5.46$$

es decir: 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:

$$\angle \theta_1 + \angle \theta_4 = \angle \theta_2 + \angle \theta_3 \quad 5.47$$

o bien: la suma de los ángulos de fase de las ramas opuestas debe ser igual.

Basándose en los principios descritos para el puente de ca, se construyen tres tipos de puentes para medir capacitancias, ellos son: 1) Serie, 2) Paralelo y 3) Schering.

5.4.2.1 Puente de Capacitancia en Serie

Este tipo de puente, emplea el modelo en serie de un capacitor, el cual se presenta en el Capítulo 1 y es útil para capacitores con factor de disipación pequeño, en el rango de $0.001 < D < 0.1$.

Para este puente, las impedancias de la Figura 5.11 son $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2$, $Z_3 = R - j(1 / 2\pi f C_3)$ y $Z_4 = R_5 - j(1 / 2\pi f C_S)$. Sustituyendo estas impedancias en la ecuación (5.42) y separando las partes reales e imaginarias, se tiene que cuando se establece el equilibrio R_5 y C_S se calculan mediante las siguientes ecuaciones:

$$R_5 = R_3 \frac{R_2}{R_1} \quad \text{y} \quad C_S = C_3 \frac{R_1}{R_2} \quad 5.48$$

donde C_S es el valor de la capacitancia desconocida.

Comúnmente R_2 y C_3 se eligen como cantidades fijas, y R_3 y R_1 como los elementos variables. Así, el circuito de la Figura 5.12 tiene como únicos elementos variables resistencias, y no hay que ajustar elementos reactivos para lograr la condición de equilibrio. Esto ayuda a que el valor cero sea alcanzado con mayor rapidez. Además, de C_S , el puente también indica el factor de disipación D . Por lo general, se calibra un indicador en el medidor, de modo que se calcula D (Ec. 1.21) en forma automática y se indica directamente.

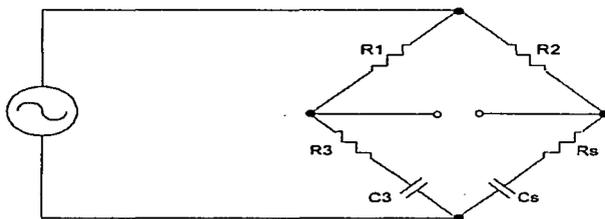


Figura 5.12

5.4.2.2 Punte de Capacitancia en Paralelo

Como su nombre lo indica, este tipo de puente utiliza el modelo paralelo de un capacitor (Sec. 1.5.2.4) y realiza mediciones de capacitores con factor de disipación en el rango de $0.05 < D < 50$.

La Figura 5.13 muestra el arreglo del puente paralelo. La ecuación de equilibrio en este caso esta dada por:

$$Z_1 Y_4 = Z_2 Y_3 \quad 5.49$$

o

$$R_1 \left(\frac{1}{R_p} + j\omega C_p \right) = R_2 \left(\frac{1}{R_3} + j\omega C_3 \right) \quad 5.50$$

De la ecuación (5.50) separando las partes reales e imaginarias y despejando R_p y C_p se obtiene:

$$R_p = R_3 \frac{R_1}{R_2} \quad \text{y} \quad C_p = C_3 \frac{R_2}{R_1} \quad 5.51$$

En este puente, R_2 y C_3 son fijos, mientras que R_3 y R_1 son variables. Tanto C_p como D se leen directamente de los ajustes del puente en el estado de equilibrio. El factor de disipación se calcula mediante la ecuación (1.20).

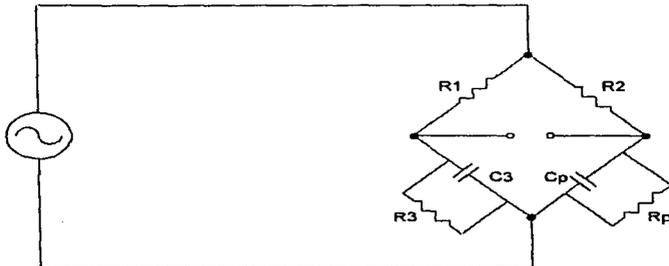


Figura 5.13

5.4.2.3 Puente Schering

El puente Schering aunque se utiliza en la medición de capacitancias en sentido general, es particularmente útil para la medición de capacitores con ángulos de fase muy cercanos a los 90° (D muy pequeño).

El circuito básico se muestra en la Figura 5.14, 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. Un capacitor de mica de buena calidad tiene pérdidas muy bajas (sin resistencia) y por consiguiente un ángulo de fase de alrededor de 90° .

Las condiciones de equilibrio requieren que la suma de los ángulos de fase de las ramas 1 y 4 se 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 las ramas 1 y 4 debe ser igual a 90° . Ya 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 la resistencia R_1 . Un ángulo capacitivo pequeño es fácil de obtener si se conecta un capacitor pequeño a través de R_1 .

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

La ecuación de equilibrio se deriva de la sustitución de los valores correspondientes de impedancia y admitancia en la ecuación general (5.42) de donde se obtiene que:

$$Z_x = Z_2 Z_3 Y_1 \quad 5.52$$

o

$$R_x - \frac{j}{\omega C_x} = R_2 \left(\frac{-j}{\omega C_2} \right) \left(\frac{j}{R_1} + j\omega C_1 \right) \quad 5.53$$

Al igualar los términos reales e imaginarios, entonces:

$$R_x = R_2 \frac{C_1}{C_2} \quad \text{y} \quad C_x = C_2 \frac{R_1}{R_2} \quad 5.54$$

En este caso, las dos variables que se escogen para el ajuste del equilibrio son el capacitor C_1 y la resistencia R_2 .

Ya que el factor de disipación de un circuito serie RC se define como la cotangente del ángulo de fase, por definición:

$$D = \frac{R_x}{X_x} = \omega C_x R_x \quad 5.55$$

El factor de disipación indica la calidad del capacitor, es decir, que tan cercano está su ángulo de fase del valor ideal de 90° . Con la sustitución del valor de C_x y R_x de las ecuaciones (5.54) en la ecuación (5.55), se obtiene:

$$D = \omega R_1 C_1 \quad 5.56$$

Si la resistencia R_1 en el puente Schering tiene un valor fijo, el capacitor C_1 se puede calibrar directamente en función del factor de disipación D . Esta es la utilidad práctica del puente de Schering. Al aparecer ω en la ecuación (5.56), significa que la calibración de C_1 sólo se conserva para la frecuencia a la cual se calibró.

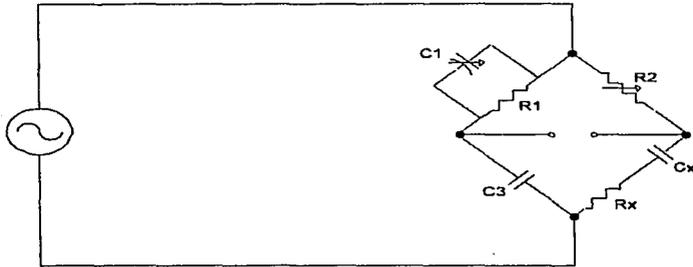


Figura 5.14

5.4.3 Medidores Digitales de Capacitancia

Los medidores digitales comerciales comúnmente determinan la capacitancia midiendo el tiempo de descarga de un capacitor, a través de una resistencia conocida. Típicamente miden capacitancias desde 10 pF hasta 2000 μ F con una exactitud de 0.1 por ciento.

En estos instrumentos, el capacitor desconocido C_x se conecta al medidor y se carga a un determinado voltaje de referencia conocido. Cuando se alcanza ese valor, el capacitor se descarga a través de una resistencia de valor conocido R . Se mide, el tiempo necesario para descargar al capacitor hasta un segundo voltaje conocido, empleando un circuito de compuerta y contador, semejante al descrito en los voltímetros digitales. Las señales de inicio y paro que abren y cierran la compuerta se presentan, cuando comienza la descarga del capacitor (inicio) y cuando se alcanza el segundo voltaje de referencia (paro). Un reloj de frecuencia fija alimenta pulsos hacia la compuerta mientras está abierta (intervalo entre las señales de inicio y paro), y se cuenta el número de pulsos mediante un contador binario.

Si la constante de tiempo de RC_x es grande en comparación con el tiempo de descarga que se está midiendo, la corriente que pasa a través de la resistencia conocida durante la descarga, permanecerá lo suficientemente constante para poder determinar con exactitud el cambio en la carga del capacitor. El cálculo de la capacitancia se obtiene a partir de la ecuación (1.16) dividiendo el cambio en la carga del capacitor entre el cambio en el voltaje.

Otra técnica que se emplea para medir la capacitancia, es aplicar una corriente constante al capacitor desconocido durante un tiempo específico y a continuación medir el voltaje en dicho elemento. De tal forma que el voltaje resultante es inversamente proporcional al valor del capacitor, matemáticamente esto se expresa como:

$$C_x = \frac{IT}{V} \quad 5.57$$

donde I es la corriente constante, T es el tiempo de aplicación y V es el voltaje medido en el capacitor.

5.5 INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN DE INDUCTANCIA

La existencia de diversos métodos de medición de inductancia es consecuencia directa de la construcción de los inductores y de la exactitud deseada. Al igual que en la medición de resistencia y capacitancia, los instrumentos que poseen mayor precisión son los puentes. Existen muchas otras técnicas para la medición de inductancia que pueden ser exclusivas de algún tipo de inductor, es decir, que se apliquen sólo en inductores con núcleo de hierro o con núcleo de aire. Sin embargo, éstas son poco aplicables en la construcción de instrumentos comerciales. Por lo tanto, la descripción que se desarrollará en esta sección, se basa considerando únicamente aquellas técnicas que cuentan con mayor aplicación real.

5.5.1 Medición de Inductancia con un Voltímetro de ca

Se puede hacer una medición rápida de la inductancia utilizando un voltímetro de ca y el voltaje de ca de la línea de potencia. El método no es tan exacto como la medición con un puente, pero produce valores que son adecuados para muchas aplicaciones. Su principal ventaja es que se puede hacer la medición, con instrumentos disponibles comúnmente en el laboratorio.

El método consiste en conectar la inductancia desconocida en serie con una resistencia R variable, como se ilustra en la Figura 5.15. Se aplica, el voltaje de corriente alterna a través de la conexión en serie y se iguala el voltaje a través de ambos elementos. Se efectúa la igualación midiendo primero, el voltaje entre las terminales del inductor. Enseguida, se conecta el voltímetro entre las terminales de R; se ajusta su valor hasta que el voltaje a través de ella, sea igual al voltaje medido en el inductor. Cuando ambos voltajes son iguales, las impedancias del inductor y de la resistencia también son iguales. Por lo tanto, se pueden igualar y emplear la ecuación resultante para calcular el valor de la inductancia. La ecuación para el cálculo de L es:

$$L = \frac{\sqrt{R^2 - r^2}}{2\pi f} \quad 5.58$$

en donde R es el valor de la resistencia ajustada en equilibrio, r es el valor medido de la resistencia del inductor en corriente directa, y f es 60 Hz o cualquier otra frecuencia conveniente disponible.

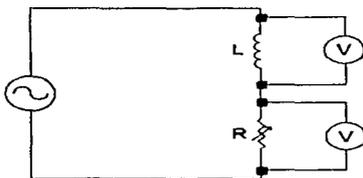


Figura 5.15

5.5.2 Puentes de Inductancia

Los puentes de inductancia de mayor aplicación son los puentes Maxwell y Hay. Ambos puentes se basan en el modelo real de los inductores y en los principios del puente de ca.

5.5.2.1 Puente Maxwell

El puente Maxwell de la Figura 5.16, 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.

El reajuste de la ecuación general para el equilibrio del puente dada en la ecuación (5.42), también se puede expresar de la siguiente forma, en base a la Figura 5.16:

$$Z_x = Z_2 Z_3 Y_1 \quad 5.59$$

donde:

$$Z_x = R_x + j\omega L_x; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = R_3 \quad y \quad Y_1 = \frac{1}{R_1} + j\omega C_1$$

La sustitución de estos valores en la ecuación (5.59) es:

$$R_x + j\omega L_x = R_2 R_3 \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right) \quad 5.60$$

Al separar términos reales e imaginarios:

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_1} \quad 5.61$$

y

$$L_x = R_2 R_3 C_1 \quad 5.62$$

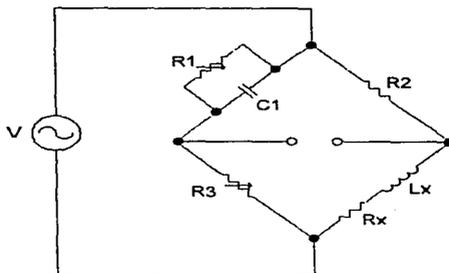


Figura 5.16

El puente Maxwell se limita a la medición de inductores de Q medio ($1 < Q < 10$). Esto puede mostrarse si se considera la segunda ecuación 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 suman 0° , y la suma de las ramas 1 y 4 también será de 0° . El ángulo de fase de un inductor de Q alto será muy cercano a 90° (positivos), lo cual requiere que el ángulo de fase de la rama capacitiva este cerca de

90° (negativos). Esto significa que la resistencia de R_1 ha de ser muy grande, lo cual no es práctico. Los inductores de Q alto se miden generalmente con el puente Hay.

El puente Maxwell tampoco es conveniente para la medición de inductores 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, un inductor de RF si se mide a baja frecuencia. Como se observa 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 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.

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 regresar al ajuste de R_3 se observa 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 inductores de Q medio el efecto de la resistencia no es significativo y el equilibrio, se alcanza después de pocos ajustes.

5.5.2.2 Puente Hay

El puente Hay (Figura 5.17) difiere del de Maxwell, porque tiene una resistencia R_1 en serie con el capacitor patrón C_1 y no en paralelo. Por lo tanto, para ángulos de fase grandes R_1 , debe tener un valor muy bajo; por consiguiente, el puente Hay es más conveniente para mediciones de inductores de Q alto ($10 < Q < 1000$).

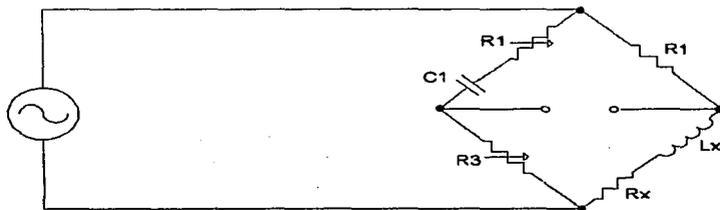


Figura 5.17

Parte 1. Introducción a las mediciones eléctricas.

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 5.17 se tiene que:

$$Z_1 = R_1 - \frac{j}{\omega C_1}; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = R_3 \quad \text{y} \quad Z_x = R_x + j\omega L_x$$

La sustitución de estos valores en la ecuación (5.42) da:

$$\left(R_1 - \frac{j}{\omega C_1} \right) (R_x + j\omega L_x) = R_2 R_3 \quad \mathbf{5.63}$$

Al separar los términos reales de los imaginarios se obtiene:

$$R_1 R_x + \frac{L_x}{C_1} = R_2 R_3 \quad \mathbf{5.64}$$

y

$$\frac{R_x}{\omega C_1} = \omega L_x R_1 \quad \mathbf{5.65}$$

ambas ecuaciones (5.64) y (5.65) contienen L_x y R_x ; por tanto, hay que resolverlos simultáneamente. Esto lleva a:

$$R_x = \frac{\omega^2 C_1^2 R_1 R_2 R_3}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad \mathbf{5.66}$$

$$L_x = \frac{R_2 R_3 C_1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad \mathbf{5.67}$$

Ambas expresiones para la inductancia y resistencia desconocidas contienen la velocidad angular ω , en consecuencia, se requiere que la frecuencia de la fuente de voltaje se conozca con exactitud. Lo anterior no se presenta al medir inductores de Q alto, ya que, considerando 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 5.18 muestra que la tangente del ángulo inductivo es igual a:

$$\tan \theta_L = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L_x}{R_x} = Q \quad \mathbf{5.68}$$

y que el ángulo de fase capacitivo es:

$$\tan \theta_C = \frac{X_C}{R} = \frac{I}{\omega R_1 C_1} \quad 5.69$$

Cuando los dos ángulos de fase son iguales, sus tangentes también son iguales, entonces:

$$\tan \theta_L = \tan \theta_C \quad \circ \quad Q = \frac{I}{\omega C_1 R_1} \quad 5.70$$

Considerando el término $(1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2)$, el cual aparece en las ecuaciones (5.66) y (5.67) se tiene que, después de sustituir (5.70) en la expresión para L_x , (5.67) se reduce a:

$$L_x = \frac{R_2 R_3 C_1}{1 + \left(\frac{I}{Q}\right)^2} \quad 5.71$$

Para un valor de Q mayor de 10, el término $(1/Q)^2$ será menor que $1/100$ y puede despreciarse. La ecuación (5.67) se reduce a una expresión idéntica a la del puente de Maxwell:

$$L_x = R_2 R_3 C_1$$

De aquí, el porqué, el puente Hay es conveniente para medir inductores con Q alto, en especial aquellos con Q mayor de 10. Para valores de Q menores a 10, el término $(1/Q)^2$ es grande y no puede despreciarse. Para este caso, el puente de Maxwell es el más conveniente.

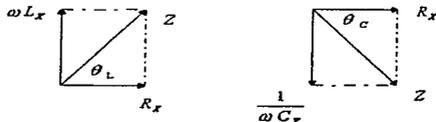


Figura 5.18

5.5.3 Medidor de Q

El medidor del factor de calidad Q , es un instrumento que basa su operación en las características de un circuito resonante en serie, es decir, el voltaje en el inductor 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 5.19. En resonancia son válidas las siguientes condiciones:

$$X_C = X_L$$

$$V_C = IX_C = IX_L$$

$$V = IR$$

donde V es el voltaje aplicado, I la corriente en el circuito, V_C el voltaje en el capacitor, X_C es la reactancia capacitiva, X_L la reactancia inductiva y R la resistencia del inductor.

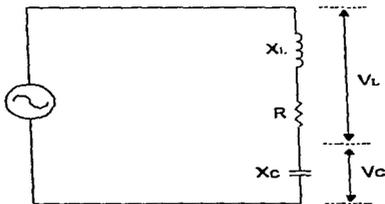


Figura 5.19

De la ecuación (1.24) y con las condiciones de resonancia:

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} = \frac{V_C}{V} \quad 5.72$$

por lo tanto, si V 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 5.20. 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_{SH} , por lo general, de 0.02Ω . Casi no introduce resistencias en el circuito oscilador, por lo cual, representa una fuente de voltaje de magnitud V con una resistencia interna muy pequeña, en la mayoría de los casos despreciable. El voltaje en la resistencia derivadora, correspondiente a V (Figura 5.19) se mide con un medidor de termopar, el cual tiene marcado "Multiplique Q por". El voltaje en el capacitor variable, que corresponde a V_C en la Figura 5.19, se mide con un voltímetro digital con una escala calibrada en valores de Q.

Para efectuar una medición, la inductancia 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 de "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 del inductor medido será un poco mayor al Q indicado. Por lo general, es posible despreciar ésta diferencia, excepto en ciertos casos, donde la resistencia del inductor es relativamente pequeña en comparación con el valor de la resistencia derivadora.

La inductancia de la bobina puede calcularse a partir de valores conocidos de frecuencia (f) y capacitancia resonante (C), ya que:

$$X_L = X_C \quad y \quad L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} \quad 5.73$$

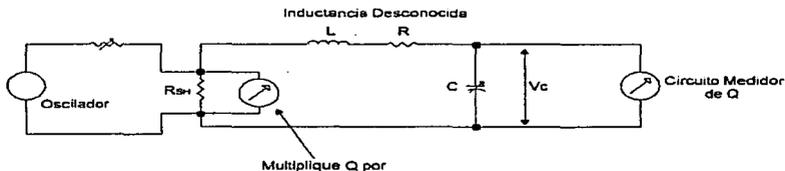


Figura 5.20

5.5.4 Medidores Digitales de Inductancia

Esta clasificación en ocasiones, se realiza independientemente de la técnica empleada para efectuar la medición de inductancia, es decir, sólo se considera si la información presentada se encuentra en forma digital. Por ejemplo, un puente de Maxwell con balanceo automático y lectura de salida en números discretos, se encontrará en ésta clasificación.

Sin embargo, el método que más se aproxima a una medición digital, es el que emplea la constante de tiempo L/R para determinar la inductancia desconocida. El procedimiento que se sigue para realizar la medición, es el mismo que se describió para los medidores digitales de capacitancia.

5.6 ESPECIFICACIONES

Existe una gran variedad de instrumentos de medición de componentes, diseñados para una amplia variedad de aplicaciones. Las tres siguientes tablas, listan los instrumentos más comunes de medición de R, C y L con sus especificaciones típicas. Existen muchas más especificaciones que las mostradas en las tablas, y ello depende del tipo de instrumento. Sin embargo, el rango y la exactitud es la información que principalmente se requiere para la elección de un instrumento.

INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN DE RESISTENCIA

Instrumento	Rango Típico	Exactitud Típica
Ohmetro	1 Ω - 10 M Ω	5 - 20 %
Ohmetro Digital	0.01 Ω - 10 M Ω	0.01 - 1 %
Puente Wheatstone	0.1 Ω - 50 M Ω	0.01 - 1 %
Puente Comparador	0.1 Ω - 100 M Ω	0.01 - 0.1 %
Puente de Relación Fija	1 $\mu\Omega$ - 1 M Ω	0.2 - 10 ppm
Puente de Kelvin	0.1 $\mu\Omega$ - 100 Ω	0.01 - 1 %
Miliohmetro	0.1 $\mu\Omega$ - 1 k Ω	2 - 5 %

Tabla 5.1

INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN DE CAPACITANCIA

Instrumento	Rango Típico	Exactitud Típica
Medidor Digital (1 MHz)	0.01 - 1000 μF	0.5 - 1 %
Puente de Capacitancia (120 Hz.)	10 pF - 1 F	1 %
Puente de Capacitancia (1 MHz)	0.01 pF - 1000 pF	0.1 - 1 %
Puente de Capacitancia Schering	10 pF - 10 μF	0.01 %
Puente de Capacitancia Automático	0.01 pF - 1000 μF	0.1 %

Tabla 5.2

INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN DE INDUCTANCIA

Instrumento	Rango Típico	Exactitud Típica
Medidor Digital (1 MHz)	0.01 μH - mH	0.5 - 1 %
Medidor de Q	0.1 μH - 100 mH	3 - 5 %
Puente de Inductancia	1 nH - 1000 H	0.1 %

Tabla 5.3

En este momento, es importante mencionar que los instrumentos más comunes en el mercado son los llamados puentes universales o RCL. Estos instrumentos, están diseñados para medir un amplio rango de valores de resistencia, capacitancia e inductancia. Para poder llevar a cabo estas funciones, el instrumento tiene cinco o seis circuitos puente integrados. Estos cinco circuitos, por lo general son, el puente de Wheatstone, los puentes de capacitancia en serie y paralelo, así como el puente de Maxwell y el puente de Hay. Otra de sus características es que además de la señal interna de excitación de frecuencia fija, permiten el empleo de otras fuentes externas de cd y ca como señales de excitación, lo cual lo hace un instrumento más versátil. En algunos casos, estos instrumentos, se construyen con balance automático del puente usando servosistemas con componentes digitales para obtener la condición nula. Ello permite hacer mediciones muy rápidamente y también, proporcionan el dato de salida en forma digital para su registro o procesamiento posterior. En la Tabla 5.4 se dan las especificaciones de tres puentes RCL, comercialmente disponibles, con una exactitud del 1 por ciento y frecuencia fija de 1 kHz.

PUNTES RCL

Fabricante	R	C	L	D	Q
GR 1650-B	1 m Ω - 1.1 M Ω	1 pF - 1100 μF	1 μH - 1100 H	0.001 - 50	0.02 - 1000
Fluke 710B	10 m Ω - 12 M Ω	1 pF - 1200 μF	1 μH - 1200 H	0 - 1.05	0 - 1000
HP 4260-A	10 m Ω - 10 M Ω	1 pF - 1000 μF	1 μH - 1000 H	0.001 - 50	0.002 - 1000

Tabla 5.4

6.1 INTRODUCCIÓN

El diseño de una interfase responde a la necesidad de unir componentes, en este caso, del sistema de medición y la computadora personal (PC), de manera que sean capaces de funcionar en forma coordinada y compatible. El propósito principal de éste capítulo, es la descripción de dicho diseño. Sin embargo, antes de iniciarla, se proporcionan los conceptos generales, a través de los cuales se fundamenta la interfase creada.

6.2 INTERFASE CON UNA PC

La interfase con una PC se define como la sincronización de la transmisión de información digital entre una PC y dispositivos externos, incluyendo la memoria y los dispositivos de entrada/salida (E/S). La palabra sincronización cuando se aplica a las computadoras significa, el control de la ejecución de una secuencia de operaciones mediante señales de reloj o impulsos.

Aunque los detalles de la interfase con una computadora varían con la clase de PC utilizada, los principios generales de interfase pueden aplicarse a una gran variedad de ellas. Esto se debe, a que las PC's se integran básicamente de los siguientes componentes:

- Tarjeta de Sistema o Tarjeta Madre que contiene
 - Microprocesador
 - Ranuras de Expansión
 - Memoria (RAM y ROM)
 - Reloj del Sistema
 - Coprocador Matemático
 - Adaptador de Teclado
 - Controlador de DMA
 - Controlador de Interrupciones

- Fuente de Poder
- Teclado
- Monitor
- Controlador de Disquete y unidades de disquete
- Controlador de Disco y unidades de disco duro
- Tarjeta Multifunción que proporciona
 - Puerto Paralelo
 - Puerto Serie

En la tarjeta madre, se encuentran los dos elementos básicos que se requiere considerar cuando se diseña una interfase. Ellos son el microprocesador (μP) y las ranuras de expansión. Las funciones que desempeñan estos elementos indican el por qué de su importancia en la realización de ésta tarea.

6.2.1 Funciones del Microprocesador

En una PC, todas las transferencias de información de alguna u otra forma involucran al μP . El μP establece comunicación con diversos dispositivos por medio de 3 canales o buses, que son: 1) direcciones, 2) datos y 3) control. Como se ilustra en la Figura 6.1, estos canales conectan al μP a cada uno de los elementos de memoria y de E/S, de manera que los datos y la información puedan fluir entre el μP y cualquiera de estos elementos.

Cuando el μP envía datos a otro elemento de la PC, a ésta se le llama operación de escritura y el μP escribe en el elemento seleccionado. Por el contrario, cuando el μP recibe datos de otro elemento, se le denomina operación de lectura y el μP lee del elemento seleccionado. Es importante comprender que los términos "lectura" y "escritura" siempre se refieren a la operación realizada por el μP .

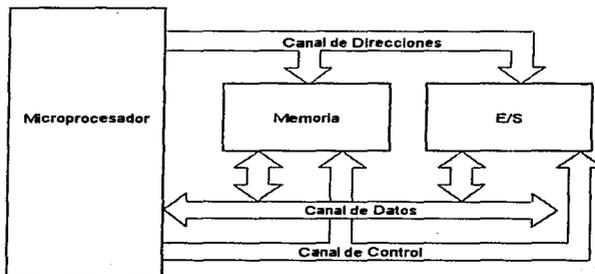


Figura 6.1

Para que el intercambio de información entre el μp y los diversos dispositivos se efectúe de forma adecuada, es necesario la participación de los tres canales antes mencionados. Las funciones de estos canales al trabajar junto con el μp son:

- **Canal de Direcciones**

Este es un canal unidireccional, debido a que la información fluye en un solo sentido, del μp a la memoria o a los dispositivos de E/S. Cuando el μp desea comunicarse (leer o escribir) con cierta localidad de memoria o dispositivo de E/S, coloca la dirección adecuada en sus salidas de dirección, para que sea transmitida a través del canal de direcciones. En otras palabras, el dispositivo en concreto que está implicado en la transferencia de datos, es seleccionado mediante la información digital presente en este bus.

En teoría, el número de localidades de memoria o de dispositivos de E/S a los que se puede seleccionar (direccionar) depende del número de líneas de dirección que posea el μp . Es decir, un μp con 20 líneas de dirección genera $2^{20} = 1,048,576$ posibles direcciones diferentes. Sin embargo, la capacidad de direccionamiento no sólo depende del número de líneas de dirección que posea el μp sino de dos factores: 1) algunos μp 's emplean el total de sus líneas de dirección para selección de memoria y un número menor de esas líneas para dispositivos de E/S y 2) del tipo de arquitectura de la ranura de expansión.

- **Canal de Datos**

La transferencia de datos entre el μp y los otros elementos se produce en este canal. El canal de datos está formado por un cierto número de bits y es bidireccional, lo cual significa que la información se intercambia mediante un número de vías paralelas que transportan los bits hacia y desde el μp .

Las terminales de datos del μp , pueden ser entradas o salidas, dependiendo si el μp realiza una operación de lectura o escritura. Durante una operación de lectura actúan como entradas y reciben los datos que se han colocado en el canal de datos, por la memoria o el dispositivo de E/S, seleccionado por la dirección presente en el canal de direcciones. En una operación de escritura, las terminales del μp actúan como salidas y colocan datos en el canal respectivo, para su envío a la localidad de memoria o al dispositivo de E/S seleccionado.

Hasta el momento sólo se ha mencionado que un cierto número de bits se transmiten en el canal de datos, ello se debe a que en algunas ocasiones éste número de bits no coincide exactamente con los que posee el μp . Sin embargo, los bits que se transmiten en el canal de datos lo determina el μp , es decir, el número de bits presentes en este canal sólo puede ser igual o menor al número de datos del μp , pero nunca mayor.

Parte 2. Diseño del Multímetro Digital.

- **Canal de Control**
El canal de control transporta las señales que sincronizan la colocación de la información en los canales de datos y direcciones, con las actividades del μp y los dispositivos de E/S o memoria. Algunas de estas señales, son señales que el μp envía a los otros elementos para indicarles qué tipo de operación se espera en ese momento. A su vez, los dispositivos de E/S pueden enviar señales de control al μp .

La comprensión de las funciones que desempeña un μp es de suma importancia en la realización de una interfase, sin embargo, también se requiere conocer las características que posee el μp presente en la PC que se va a utilizar. La Tabla 6.1 muestra las características principales de los μp 's de mayor aplicación.

CARACTERÍSTICAS DE LOS MICROPROCESADORES

Microprocesador	Ancho del canal de datos (bits)	Ancho del canal de direcciones (bits)	Tamaño de Memoria	Reloj (MHz)
8086	16	20	1 M	4.77
8088	8	20	1 M	4.77
80286	16	24	16 M	8
80386SX	16	24	16 M	16
80386DX	32	32	4 G	16
80486SX	32	32	4 G	20
80486DX	32	32	4 G	25

Tabla 6.1

De la Tabla 6.1 se derivan los siguientes comentarios:

- La velocidad de reloj que se muestra, es la velocidad de la versión original de cada μp , es decir, existen versiones de estos mismos μp 's con velocidades de reloj más altas.
- El ancho del canal de datos y de direcciones varían entre un μp y otro.
- El ancho del canal de datos determina cuántos bits se transfieren a la vez. En general, mientras más ancho sea el canal de datos, más rápido es el μp , y
- El ancho del canal de direcciones determina la capacidad de direccionamiento del μp .

A pesar de las diferencias comentadas, cualquiera de estos μp 's se adapta al diagrama de bloques mostrado en la Figura 6.2, de donde las acciones básicas de una interfase se resumen tal como sigue:

- Selección: Direccionamiento del μp , para comunicarse con un dispositivo en específico.
- Entrada: Transferencia de datos desde un dispositivo externo hacia el μp .
- Salida: Transferencia de datos desde el μp a un dispositivo externo.
- Pulsos de Sincronización: Generar los pulsos de sincronización apropiados para entrada o salida, en la transferencia de datos, para coordinar las acciones de un dispositivo externo en particular y el μp .
- Manejo de interrupciones: Detectar y atender las señales de interrupción que llegan al μp desde los dispositivos externos.

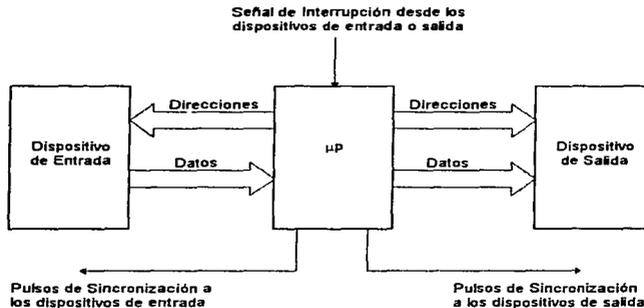


Figura 6.2

6.2.2 Función de las Ranuras de Expansión

Ranura de expansión o slot es el nombre que recibe el conector estándar presente en la tarjeta madre de cada PC. Su función es permitir la inserción de tarjetas de expansión de manera tal, que puedan trabajar en forma conjunta con el μp y los otros dispositivos presentes en la PC. En las tarjetas madre, comúnmente existen varios de estos slots que alojan tarjetas tales como: de video, controladora de disco ó multipuertos.

Parte 2. Diseño del Multímetro Digital.

Al conjunto de señales a las que se tiene acceso mediante estos conectores se le llama bus de expansión. El bus de expansión se define como un estándar de comunicación, un acuerdo acerca de cómo construir tarjetas que puedan trabajar en una PC. Sin embargo, por diversas razones no sólo existe un estándar sino tres diferentes. Ellos son: ISA (Industry Standard Architecture - Arquitectura Estándar de la Industria), MCA (Micro Channel Architecture - Arquitectura de Micro Canal) y EISA (Extended Industry Standard Architecture - Arquitectura Estándar Extendida de la Industria).

El motivo principal que provocó la existencia de estos 3 buses, es consecuencia de la evolución de los μp 's, lo cual se refleja directamente en la velocidad y el ancho del canal de datos y direcciones, y en menor grado en la compatibilidad. De esto se deduce que los rasgos básicos que distinguen a uno y otro bus tiene relación con estos factores, tal como se observa en la Tabla 6.2.

CARACTERÍSTICAS DE LOS BUSES DE EXPANSIÓN

Bus	Ancho del Canal de Datos (bits)	Ancho del Canal de Direcciones (bits)	Velocidad (MHz)
ISA	16	24	8
MCA	32	32	10
EISA	32	32	8

Tabla 6.2

La Tabla 6.2 se muestra con fines comparativos, ya que, cada bus posee un número extra de señales, la mayoría de ellas enfocadas al control de las interacciones entre el μp , la memoria y los dispositivos de E/S.

Con referencia a la compatibilidad, el bus ISA permite la conexión de tarjetas de 8 y 16 bits a una velocidad de 8 MHz. Por su parte, MCA creado por IBM ofrece características como: mayor velocidad, bus mastering, menor susceptibilidad al ruido y configuración de las tarjetas a través de software, entre otras mejoras. A pesar de ello, todas estas ventajas se ven hasta cierto punto opacadas por la carencia de compatibilidad con ISA. En cambio, EISA ofrece estas mismas características manteniendo la compatibilidad con ISA, para lo cual, conserva la velocidad a 8 MHz.

El objetivo de esta breve explicación, es establecer que el factor más importante al diseñar una interfase es el tipo de arquitectura del bus de expansión, ya que ello determina: 1) el número de líneas de datos disponibles, es decir, el número de bits que pueden transmitirse a la vez, 2) el número de líneas de dirección, con el cual es posible asignar direcciones a la tarjeta, 3) las señales accesibles para indicación de operación de lectura y escritura, 4) velocidad de transferencia de la información, 5) dimensiones físicas de la tarjeta y 6) compatibilidad.

El bus de expansión que emplea la interfase del proyecto es ISA, por lo tanto, es el que se describirá con detalle.

6.2.2.1 Bus de Expansión ISA

El bus ISA cuenta con dos bloques de contactos: uno de 62 y otro de 36, distribuidos en ambos lados de cada conector. Existe una separación de 0.1 pulgadas entre cada contacto y una altura de 0.31 pulgadas. La existencia de estos dos bloques, responde a la compatibilidad del bus con las computadoras XT y AT; las computadoras XT requieren de un bus de datos de 8 bits para lo cual, esta disponible el bloque de 62 contactos, mientras que las computadoras AT con un bus de datos de 16 bits usan los dos bloques. En estos bloques pueden conectarse cualquiera de los dos tipos de tarjetas mostradas en la Figura 6.3.

La disposición de las señales presentes en el bus ISA se indican en la Figura 6.4. Sus funciones son las siguientes:

SEÑALES EN EL PRIMER CONECTOR (62 CONTACTOS)

En este bloque, la hilera de contactos de la derecha se denominan con "A" y la de la izquierda con "B". Sin embargo, la descripción de las señales se hará considerando el nombre de cada una de ellas.

AEN

La señal AEN (Address Enable - Habilitador de dirección), es una señal de salida activa en nivel alto. Indica que el controlador de DMA tomará el mando del bus de expansión.

ALE

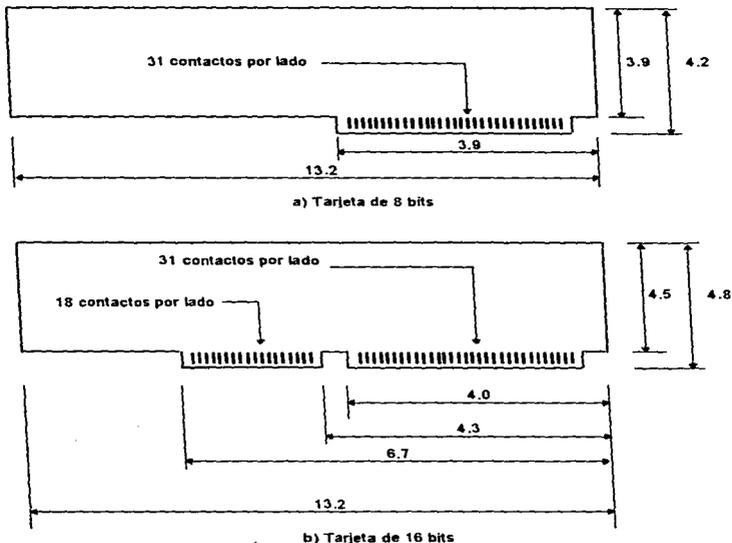
La señal ALE (Address Latch Enable - Habilitador de direcciones) es una señal de salida activa en nivel alto. Indica a los dispositivos conectados al bus que una dirección válida ha sido enviada por el μ p.

CLOCK

La señal CLOCK (Reloj) es una señal de salida que se deriva de la señal OSC. Este contacto refleja la velocidad del reloj que alimenta al μ p, una fracción de ésta, o la de un reloj independiente. Su función es temporizar y sincronizar todas las operaciones que se ejecutan en el bus de expansión.

DRQ1-DRQ3

Las líneas DRQ1 a DRQ3 (Direct Memory Access Request - Solicitud de Acceso Directo a Memoria) son señales de entrada activas en estado alto. Son utilizadas por los dispositivos conectados al bus de expansión para pedir operación, ya sea de lectura o de escritura con acceso directo a memoria, es decir, sin intervención del μ p. A cada línea se le asigna un nivel de prioridad correspondiente a su designación numérica, 1 tiene la más alta prioridad y 3 la más baja.



Dimensiones en pulgadas

Figura 6.3

DACK1-DACK3

Las señales DACK1-DACK3 (Direct Memory Access Acknowledge - Reconocimiento de Acceso Directo a Memoria) son señales de salida activas en nivel bajo. Son emitidas por el controlador de DMA, para confirmar que la correspondiente solicitud de DMA (DRQ) ha sido aceptada y que el controlador de DMA tomará el mando del bus.

I/O CH CK

La señal I/O CH CK (I/O Channel Check - Verificador del Canal de E/S) es una señal de entrada activa en nivel bajo. Esta señal, cuando está activa, genera una interrupción que le indica al μp que un error de paridad ha ocurrido, en cualquiera de los dispositivos conectados al bus.

I/O CH RDY

La señal I/O CH RDY (I/O Channel Ready - Canal de E/S Listo) es una señal de entrada activa en nivel bajo. Se utiliza para extender el número de ciclos de reloj, de tal manera que los dispositivos de E/S o memoria, que no son lo suficientemente rápidos como el μp , puedan responder. Mientras ésta señal no este activa, el μp se encuentra en estado de espera.

IOR

La señal IOR (I/O Read - Lectura de E/S) es una señal de salida activa en nivel bajo. Se utiliza para indicarle a un dispositivo de E/S que coloque la información del puerto de entrada, en las líneas de datos, con el propósito de que el μp pueda leerla.

IOW

La señal IOW (I/O Write - Escritura de E/S) es una señal de salida activa en nivel bajo. Le indica a un dispositivo de E/S que tome la información presente en las líneas de datos, puesta ahí por el μp y la coloque en el puerto de salida.

IRQ3-IRQ7, IRQ9

Las señales IRQ3 a IRQ7 e IRQ9 (Interrupt Request - Solicitud de Interrupción) son seis señales de entrada activas en nivel alto, son usadas por los dispositivos conectados al bus, para generar solicitudes de interrupción al μp . Las líneas de solicitud de interrupción se designan numéricamente en orden de prioridad decreciente.

OSC

La línea OSC (Oscillator - Oscilador) suministra una señal derivada directamente de un oscilador de cristal. Tiene un ciclo de trabajo cercano al 50% y es la señal de frecuencia más alta en el bus de expansión.

REFRESH

La señal REFRESH (Refresco) es una señal activa en nivel bajo. Se emplea, cuando el bus de expansión se comparte con otros μp 's, su función es prevenir interrupciones indeseadas durante los ciclos de refresco de memoria.

RESET DRV

Esta señal es de salida y se mantiene activa en nivel alto durante el arranque o reinicialización del sistema.

SA0-SA19

Las líneas de dirección SA0-SA19 son señales de salida que se utilizan para direccionar a la memoria y a los dispositivos de E/S.

SD0-SD7

Las señales SD0 a SD7 son bidireccionales y se emplean para transmitir los datos entre el μ p, memoria y dispositivos de E/S.

SMEMR

SMEMR (Memory Read - Lectura de Memoria) es una señal activa en bajo nivel. Le indica al dispositivo de memoria seleccionado, que coloque el dato de la localidad indicada en las líneas de datos. Esta señal se activa solamente cuando la dirección de memoria usada, se encuentra por debajo de 1 Mb (FFFFH).

SMEMW

La señal SMEMW (Memory Write - Escritura de Memoria) es una señal activa en nivel bajo, la cual indica que el μ p colocará un byte de información en las líneas de datos y que el dispositivo de memoria deberá almacenar esta información en la dirección indicada. Al igual que SMEMR, esta señal se activa sólo cuando la dirección de memoria se encuentra por debajo de 1 Mb.

T/C

La señal T/C (Terminal Count - Terminal de Conteo) es una señal activa en estado alto. Su activación, representa la terminación del conteo de un número de bytes transferidos por DMA. (Este número de bytes se declara antes de que se inicie la transferencia por DMA, de manera tal, que puedan ser adecuadamente contados.)

OWS

La señal OWS (Zero Wait State - Cero Estados de Espera) es una señal activa en nivel alto que indica que el ciclo de bus puede efectuarse sin insertar estados de espera.

SEÑALES EN EL SEGUNDO CONECTOR (36 CONTACTOS)

En este bloque, la hilera de contactos de la derecha se denominan con "C" y la de la izquierda con "D".

DACK0, DACK6-DACK7

Estas señales cumplen con la misma función que DACK1-DACK3, con la diferencia de que estas reconocen transferencias de DMA de 16 bits.

DRQ0, DRQ5-DRQ7

Similares en función a las señales DRQ1-DRQ3, excepto que éstas efectúan solicitudes de transferencias por DMA con 16 bits.

I/O CS 16

La señal I/O CS 16 (I/O Chip Select 16 bits - Selector de E/S de 16 bits) es una señal de entrada activa en estado bajo. Se utiliza para indicar al sistema, que la transferencia de datos con los dispositivos de E/S, es una operación de 16 bits. Además señala que puede soportar un solo estado de espera.

IRQ10-IRQ12, IRQ14, IRQ15

Estas cinco líneas de interrupción poseen las mismas características que las señales IRQ3-IRQ7 e IRQ9.

LA17-LA23

Las señales LA17 a LA23 (Unlatched Address - Direcciones sin latch) son señales de salida empleadas junto con las señales de dirección del primer conector con el propósito de poder direccionar 16 Mb en el bus.

MASTER

La señal MASTER es una señal de entrada activa en nivel bajo, se emplea en operación de bus compartido y cuando está activa, un μ p presente en una tarjeta de expansión, toma el control completo del bus de expansión.

MEM CS 16

Esta señal MEM CS 16 (Memory Chip Select - Selector de Memoria con 16 bits) es una señal de entrada activa en estado bajo. Se usa para indicar que se realizarán transferencias de datos con 16 bits, permitiendo un sólo estado de espera.

MEMR

La señal MEMR es similar a SMEMR en función. Si SMEMR está inactiva y MEMR está activa (estado bajo), ello indica que el acceso a memoria es una localidad arriba de 1 Mb. A su vez, si ambas están activas se tiene acceso por debajo de 1 Mb.

MEMW

Esta señal posee las mismas características que SMEMW, excepto que se activa tanto en transferencias de 8 bits (SMEMW activa) como en transferencia de 16 bits (SMEMW inactiva).

SBHE

La señal SBHE (System Bus High Enable - Habilitador de la parte alta del bus) es una señal de salida activa en estado alto. Indica a los dispositivos conectados al bus que se efectuarán transferencias de datos en 16 bits.

SD8-SD15

Las señales SD8 a SD15 son ocho señales bidireccionales que representan el byte más significativo en transferencia de datos de 16 bits.

Parte 2. Diseño del Multímetro Digital.

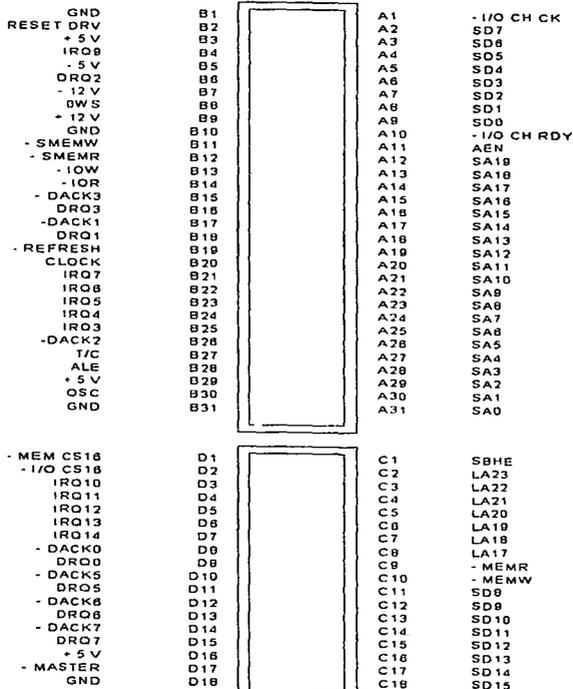


Figura 6.4

Todas las señales mencionadas tienen niveles lógicos TTL. Además, distribuidos en ambos conectores, se proporcionan: 4 tierras, 3 voltajes de + 5 V y un contacto para cada voltaje de - 5 V, + 12 V y - 12 V.

6.3 DISEÑO DE LA INTERFASE

El diseño de una interfase requiere del establecimiento de las funciones que realizará durante su aplicación. En este caso, son adquisición y transmisión de datos. Esto significa, que mediante ella, la PC no sólo adquiere datos para su almacenamiento y exhibición sino que también procesa esos datos con el propósito de enviar señales de control hacia el sistema de medición.

Básicamente, la interfase emplea los siguientes circuitos integrados: 1) interfase periférica programable y 2) decodificador/demultiplexor de 1 a 8. Estos elementos se encuentran conectados en una tarjeta como la mostrada en la Figura 6.3a.

6.3.1 Interfase Periférica Programable

La interfase periférica programable (PPI) 8255 es un dispositivo de bajo costo para interfaces, que se encuentra en muchas aplicaciones. Ejemplo de ello, es la interfase con el teclado y con el puerto paralelo de la impresora.

El PPI consta de 24 terminales para E/S, las cuales representan 3 puertos de 8 bits cada uno. Estas terminales de E/S pueden ser programadas en dos grupos de 12 terminales y emplearse en cualquiera de los tres modos de operación disponibles. En el primer modo (Modo 0), cada grupo de 12 terminales de E/S puede ser programado en conjuntos de 4 terminales para utilizarse como entrada o salida. En el Modo 1, el segundo modo, cada grupo puede ser programado para tener 8 líneas de entrada o salida. De las 4 terminales restantes de cada grupo, 3 son empleadas para handshaking (reconocimiento) y 1 para señales de control de interrupción. En el tercer modo de operación (Modo 2), se utilizan 8 líneas de un grupo para formar un bus bidireccional y 5 líneas para handshaking.

6.3.1.1 Descripción de las terminales del PPI 8255

El conocimiento de las funciones que desempeñan las terminales del PPI es básico para comprender su funcionamiento. La siguiente descripción se basa en la Figura 6.5.

D7-D0 (Bus de Datos)

Es un buffer de tercer estado constituido de 8 bits bidireccionales, el cual se usa para comunicar al 8255 con el bus de datos de un sistema. Los datos son transmitidos o captados por el buffer bajo la ejecución de instrucciones de entrada o salida por parte del μ p. Las palabras de control son también transmitidas a través de este buffer. (El término palabra de control, se emplea para nombrar al conjunto de bits que programan al PPI, como se verá más adelante.)

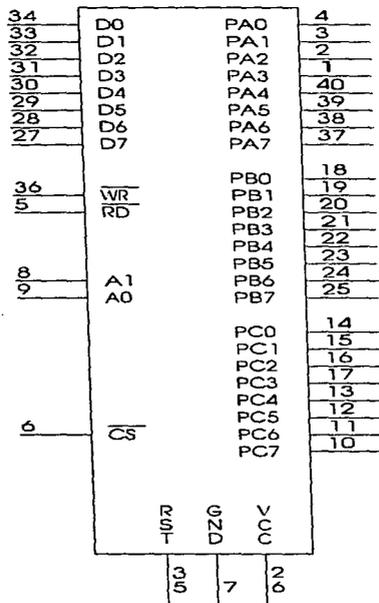


Figura 6.5

CS (Chip Select - Selección)

Una señal baja en ésta terminal de entrada, habilita la comunicación entre el 8255 y el μ P.

RD (Read - Lectura)

Una señal baja en ésta terminal de entrada, habilita al 8255 para enviar datos al μ P. Esto significa, que el μ P puede leer la información contenida en el buffer de datos del PPI.

WR (Write - Escritura)

Una señal baja en ésta terminal de entrada, permite al μ P escribir datos o palabras de control en el PPI.

A0, A1 (Port Select 0, 1 - Selección de Puerto 0, 1)

Estas señales de entrada, en combinación con las entradas RD y WR, controlan la selección de alguno de los tres puertos o del registro de la palabra de control. La Tabla 6.3 muestra las operaciones que resultan de la combinación de estas cuatro señales junto con CS.

OPERACIÓN BÁSICA

A1	A0	RD	WR	CS	Operación
0	0	0	1	0	Puerto A \rightarrow Bus de Datos
0	1	0	1	0	Puerto B \rightarrow Bus de Datos
1	0	0	1	0	Puerto C \rightarrow Bus de Datos
0	0	1	0	0	Bus de Datos \rightarrow Puerto A
0	1	1	0	0	Bus de Datos \rightarrow Puerto B
1	0	1	0	0	Bus de Datos \rightarrow Puerto C
1	1	1	0	0	Bus de Datos \rightarrow Registro de la Palabra de Control
X	X	X	X	1	Bus de Datos en tercer estado
1	1	0	1	0	Condición ilegal
X	X	1	1	0	Bus de Datos en tercer estado

Tabla 6.3

Normalmente A0 y A1 se conectan al los bits menos significativos del bus de direcciones del μ P.

Reset (Reinicio)

Una señal alta en esta terminal de entrada, limpia el contenido tanto del registro de la palabra de control como el de todos los puertos (A, B y C). Estos son inicializados, como puertos de entrada en el modo de funcionamiento 0.

PA7-PA0 (Port A - Puerto A)

Cuando se programa como puerto de salida se comporta como un buffer con latch (retención). En caso de programarse como puerto de entrada, tiene sólo la característica de latch.

PB7-PB0 (Port B - Puerto B)

Funciona como buffer y latch para entrada o salida, y solamente como buffer en caso de programación como puerto de entrada.

PC7-PC0 (Port C - Puerto C)

Es un buffer con latch cuando se programa como puerto de salida. Si se programa como puerto de entrada sólo es un buffer, es decir, no posee latch. Una característica exclusiva de este puerto es que está dividido en dos puertos de 4 bits.

Las características de latch y/o buffer mencionadas para los tres puertos son las diferentes posibilidades de comportamiento, sin embargo, es importante considerar que ellas dependen del modo de operación seleccionado.

VCC

El voltaje aplicado a esta terminal debe ser igual + 5 V.

GND (Ground - Tierra)

Esta terminal, es el nivel de referencia del voltaje y debe ser igual 0 V.

6.3.1.2 Programación del PPI

La programación del PPI, se basa en la llamada palabra de control, la cual se muestra en la Figura 6.6. Para que la información contenida en esta palabra sea captada por el PPI, deben de cumplirse las condiciones mostradas en el renglón 7 de la Tabla 6.3.

La palabra de control, establece la elección de modo y la función de los puertos, es decir, si serán de entrada o salida. En la Figura 6.6, se observa que existen dos grupos A y B. El grupo A programa al puerto A (PA7-PA0) y a la mitad superior del puerto C (PC7-PC4); el grupo B programa al puerto B (PB7-PB0) y a la mitad inferior del puerto C (PC3-PC0). Ambos grupos poseen selección de modo, esta característica permite, por ejemplo, que el grupo B pueda ser programado en el Modo 0 y el grupo A en el Modo 1, lo cual da al PPI una mayor versatilidad. Además, es necesario conocer que condiciones se establecen en cada modo de operación con el propósito de evitar una palabra de control no válida.

Una última consideración es que la palabra de control no puede leerse del PPI, como lo indica el renglón 9 de la Tabla 6.3. Por lo tanto, la única operación válida con respecto a la programación del PPI es la escritura de la palabra de control.

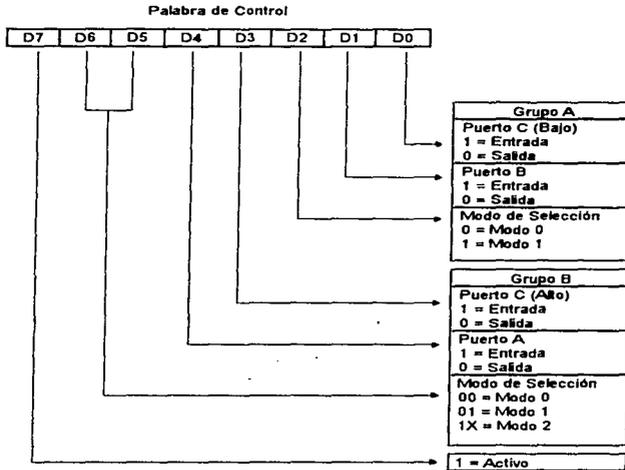


Figura 6.6

6.3.1.3 Funcionamiento en Modo 0

El modo básico de entrada/salida o Modo 0 es la operación elegida del PPI para el proyecto, debido a las características que ofrece. Estas son:

- Dos puertos de 8 bits (PA y PB)
- Dos puertos de 4 bits (PCH y PCL)
- Cualquiera de los cuatro puertos pueden ser programados para entrada o salida.
- Puertos de Salida con latch
- Puertos de Entrada sin latch
- 16 configuraciones diferentes para operaciones de E/S

Parte 2. Diseño del Multímetro Digital.

En este modo, el aprovechamiento de todos los puertos para realizar operaciones de lectura o escritura, se debe a que no se requiere de handshaking. Es decir, en los otros dos modos, el puerto C se utiliza para control de señales de reconocimiento, las cuales dependiendo de su estado (1 o 0 lógico) permiten la lectura o escritura de datos, en los puertos restantes A o B.

Teniendo como base la Figura 6.6, se observa que para seleccionar Modo 0, se requiere que el bit presente en las posiciones D6, D5 y D2 sea cero. En la Tabla 6.4 se muestran, las 16 palabras de control posibles en este modo, así como el efecto de cada una de ellas en los puertos.

PALABRAS DE CONTROL

#	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	PA	PCH	PB	PCL
0	1	0	0	0	0	0	0	0	S	S	S	S
1	1	0	0	0	0	0	0	1	S	S	S	S
2	1	0	0	0	0	0	1	0	S	S	E	E
3	1	0	0	0	0	0	1	1	S	S	E	E
4	1	0	0	0	1	0	0	0	S	E	S	S
5	1	0	0	0	1	0	0	1	S	E	S	S
6	1	0	0	0	1	0	1	0	S	E	E	S
7	1	0	0	0	1	0	1	1	S	E	E	S
8	1	0	0	1	0	0	0	0	E	S	S	S
9	1	0	0	1	0	0	0	1	E	S	S	S
10	1	0	0	1	0	0	1	0	E	S	E	S
11	1	0	0	1	0	0	1	1	E	S	E	S
12	1	0	0	1	1	0	0	0	E	E	S	S
13	1	0	0	1	1	0	0	1	E	E	E	S
14	1	0	0	1	1	0	1	0	E	E	E	S
15	1	0	0	1	1	0	1	1	E	E	E	E

Tabla 6.4

6.3.2 Decodificador/Demultiplexor

El decodificador/demultiplexor es un 74LS138 utilizado como decodificador de direcciones así como inhabilitador del PPI. Su funcionamiento, se basa en la Tabla 6.5 y la Figura 6.7 muestra su disposición de terminales.

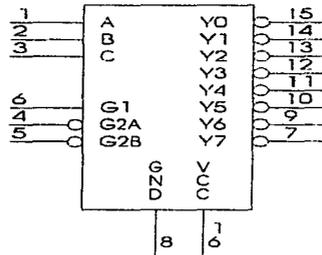


Figura 6.7

FUNCIONAMIENTO DEL 74LS138

Entradas						Salidas							
G1	G2A	G2B	A	B	C	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7
1	X	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
X	1	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
X	X	0	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1
0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

Tabla 6.5

6.3.3 Diagrama del Diseño

Como se indicó con anterioridad, un μ p establece comunicación con un dispositivo de E/S mediante los canales de datos, direcciones y control. A su vez, todas estas señales se encuentran disponibles a través de las ranuras de expansión. Por lo tanto, para este diseño, la tarjeta con los circuitos integrados descritos, se insertará en el primer conector del bus de expansión ISA lo que permitirá el acceso a estas señales.

Parte 2. Diseño del Multímetro Digital.

El diseñar una interfase también requiere conocer que direcciones se encuentran disponibles para aplicaciones del usuario, con el propósito de evitar conflictos con otros dispositivos conectados a la PC. La Tabla 6.6 muestra la asignación de direcciones para algunos dispositivos de E/S en un bus de expansión ISA.

DIRECCIONES DE E/S

Rango Hexadecimal	Dispositivo
00 - 1F	Controlador 1 para DMA
20 - 3F	Controlador 1 de Interrupciones
40 - 5F	Temporizador
60 - 6F	Controlador de Teclado
80 - 9F	Registro de Página DMA
A0 - BF	Controlador 2 de Interrupciones
C0 - DF	Controlador 2 para DMA
F0 - FF	Coprocador Matemático
1F0 - 1FF	Controlador de Disco Duro
200 - 20F	Controlador de Joystick
270 - 27F	Puerto Paralelo 2
2B0 - 2DF	EGA
2F0 - 2FF	Puerto Serie 2
300 - 31F	Tarjeta Prototipo
370 - 37F	Puerto Paralelo 1
3B0 - 3BF	Adaptador Monocromático
3D0 - 3DF	Adaptador Gráfico de Color
3F0 - 3FF	Adaptador de Disco Flexible

Tabla 6.6

Como se observa, el rango de direcciones disponibles para tarjetas prototipo es 300H 31FH. Utilizando cuatro de éstas direcciones, se elabora la Tabla 6.7, por medio de la cual se establecen las condiciones de conexión que se muestran en la Figura 6.8

DIRECCIONES DE LOS PUERTOS DEL PPI

Hex	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	Puerto
300	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Puerto A
301	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	Puerto B
302	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	Puerto C
303	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	Palabra de Control

Tabla 6.7

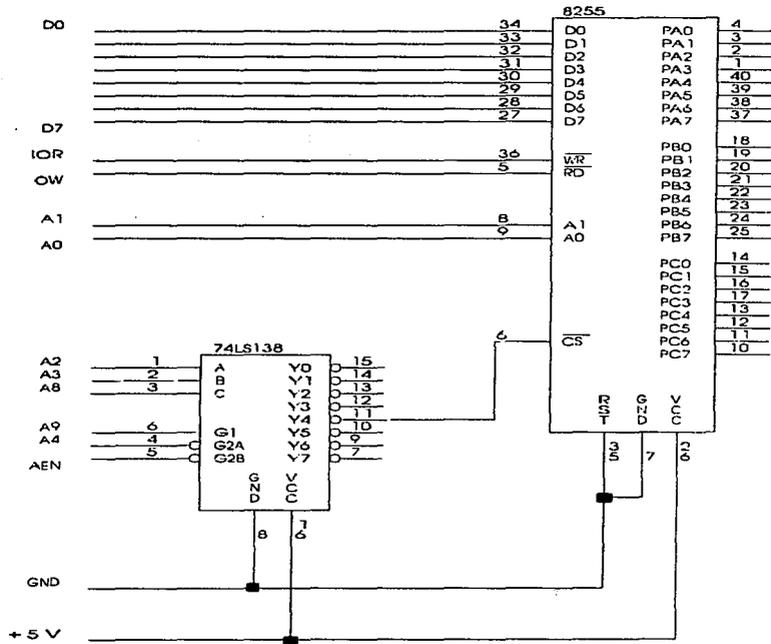


Figura 6.8

7.1 INTRODUCCIÓN

En éste capítulo, se describen los diseños empleados en la realización del multímetro digital, es decir, los dispositivos que están involucrados en la medición de voltaje y corriente en cd y ca, resistencia, capacitancia e inductancia.

7.2 CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL

La parte primordial de un multímetro digital, es el dispositivo que convierte las señales analógicas medidas, en forma digital. Por lo tanto, el punto de partida en el diseño de este instrumento es la elección de un convertidor analógico - digital (A/D), ya que el determina, en gran medida las capacidades, alcances y funcionamiento del multímetro en sí. Como se mencionó en el Capítulo 4, existen varios tipos de convertidores A/D, sin embargo, la selección de un tipo de convertidor en particular se facilita atendiendo a los siguientes criterios.

1. Deberá conocerse el rango de las señales de cd aplicables a la entrada del convertidor, con el propósito de que el acondicionamiento de las señales, se efectúe de la manera más sencilla.
2. La capacidad de un convertidor para estar sobrecargado o en sobrerango, sin dañarse o afectar su operación es importante. Aunado a ello, un medio para indicar sobrerango o sobrecarga es deseable.
3. La exactitud y resolución requeridas para presentar el resultado de la medición, deberán considerarse.
4. El número de conversiones por segundo es de suma importancia en aplicaciones donde la velocidad es crítica.
5. La impedancia de entrada del dispositivo deberá conocerse, para determinar los efectos de carga.
6. Deberá establecerse, si en la aplicación del convertidor se presentarán señales en modo común y modo normal.
7. Si el convertidor A/D tiene señales de control y rango, es necesario conocer las condiciones que establecen su validez.
8. El tipo de programación y los códigos digitales de salida empleados por el convertidor, deberán conocerse para asegurar la correcta interpretación de la información digital.

Otros dos criterios que no hacen referencia a la operación y aplicación del convertidor, pero que probablemente definen la elección de un convertidor son: el costo y la disponibilidad en el mercado.

En base a los puntos citados, el dispositivo empleado es el convertidor MC14433 fabricado por Motorola.

7.2.1 Características del MC14433

El MC14433 es un convertidor A/D de 3 ½ dígitos de baja disipación de potencia, que combina tanto circuitos lineales CMOS como circuitos digitales CMOS en un solo circuito integrado, tal como lo muestra el diagrama de bloques de la Figura 7.1. El MC14433 está diseñado para minimizar el uso de componentes externos. Con dos resistencias externas y dos capacitores externos, el sistema forma un convertidor A/D de doble rampa.

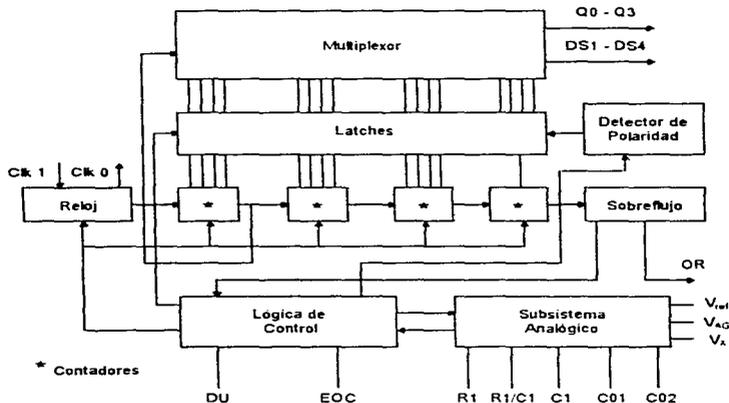


Figura 7.1

Sus principales características son:

- Exactitud: $\pm 0.05\%$ de lectura ± 1 conteo
- Resolución: 3 ½ dígitos
- Dos rangos de voltaje de entrada a escala completa de: $\pm 1.999\ V$, o $\pm 1.999\ mV$
- Ritmo de 25 conversiones por segundo
- Impedancia de entrada mayor a $1000\ M\Omega$
- Corrección automática de cero
- Polaridad automática
- Voltaje de referencia positivo de: $0.2\ V$, o $2\ V$.

- Utiliza un sistema de reloj dentro del CI o un reloj externo
- Salidas estándar Serie B CMOS: conducen una carga TTL LS
- Rango del voltaje de alimentación: $\pm 4.5 \text{ V}$ a $\pm 8.0 \text{ V}$
- Señales disponibles de sobrerango y bajo rango.
- Código de las señales de salida BCD.

7.2.2 Descripción de las terminales del MC14433

La Figura 7.2, muestra la disposición de terminales del MC14433. La función de cada terminal es la siguiente:

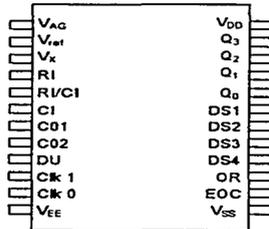


Figura 7.2

TIERRA ANALÓGICA (V_{AG})

La tierra analógica en esta terminal, es el nivel de referencia para el voltaje de entrada desconocido (V_X) y el voltaje de referencia (V_{ref}). Esta terminal, es una entrada de alta impedancia. El rango de operación permitido para V_{AG} es de + 2.8 V a - 4.5 V.

VOLTAJE DE REFERENCIA (V_{ref}), VOLTAJE DE ENTRADA DESCONOCIDO (V_X)

En este sistema A/D, el voltaje de entrada desconocido, V_X, es medido como una función del voltaje de referencia, V_{ref}. El voltaje a escala completa es igual al voltaje aplicado a la terminal V_{ref}. Por lo tanto, el voltaje a escala completa de 1.999 V requiere un voltaje de referencia de 2.000 V, mientras que el voltaje a escala completa de 199.9 mV necesita un voltaje de referencia de 200.0 mV. Tanto V_X como V_{ref} son entradas de alta impedancia. Además de ser una entrada de referencia, la terminal 2 funciona como un reset para el convertidor A/D. Cuando la terminal 2, está cambiando a bajo (referida a V_{EE}) para al menos cinco ciclos de reloj, el sistema es reiniciado, para el comienzo de un nuevo ciclo de conversión.

COMPONENTES EXTERNOS (RI, R/CI y CI)

Estas tres terminales, son para los componentes externos empleados en la integración que se utiliza en la conversión A/D de doble rampa. Un valor típico para el capacitor CI, es de 0.1 μF (de poliestireno o mylar) mientras que el valor de la resistencia, RI, deberá ser de 470 $\text{k}\Omega$ para operación a escala completa de 2.000 V, y de 27 $\text{k}\Omega$ para operación a escala completa de 200.0 mV. Estos valores son para una frecuencia de reloj de 66 kHz, la cual produce un tiempo de conversión de aproximadamente 250 ms. Las ecuaciones que determinan el cálculo de los valores de los componentes del integrador son las siguientes:

$$RI = \frac{V_{X(\text{máx})}}{CI} \frac{T}{\Delta V} \quad 7.1$$

$$\Delta V = V_{DD} - V_{X(\text{máx})} - 0.5 \quad 7.2$$

y

$$T = 4000 \frac{1}{f_{\text{CLK}}} \quad 7.3$$

donde: RI está en $\text{k}\Omega$, V_{DD} es el voltaje en la terminal 24, referido a V_{AG} y V_X es el voltaje en la terminal 3, referido a V_{AG} , ambos V; f_{CLK} es la frecuencia de reloj en la terminal 10, en kHz, CI está en μF , ΔV está en V y T es el tiempo de conversión en ms.

Por ejemplo, si $CI = 0.1 \mu\text{F}$, $V_{DD} = 5 \text{ V}$ y $f_{\text{CLK}} = 66 \text{ kHz}$.

$$T = 4000 \frac{1}{66 \text{ kHz}} = 60.6 \text{ ms}$$

Para $V_{X(\text{máx})} = 2.0 \text{ V}$

$$RI = \frac{2.0 \text{ V}}{0.1 \mu\text{F}} \frac{60.6 \text{ ms}}{(5 - 2 - 0.5)\text{V}} = 484.84 \text{ k}\Omega = 470 \text{ k}\Omega \pm 5\%$$

Para $V_{X(\text{máx})} = 200 \text{ mV}$

$$RI = \frac{200 \text{ mV}}{0.1 \mu\text{F}} \frac{60.6 \text{ ms}}{(5 - 2 - 0.5)\text{V}} = 28.18 \text{ k}\Omega = 27 \text{ k}\Omega \pm 5\%$$

Para las condiciones del peor caso, el valor mínimo permisible para RI es una función de $CI_{\text{mín}}$, $V_{DD\text{mín}}$, y $f_{\text{CLKmáx}}$. La condición para el peor caso no permite que $\Delta V + V_X$ exceda a V_{DD} . El factor de 0.5 V en la ecuación (7.2) es para margen de seguridad.

CAPACITOR PARA OFFSET (C01, C02)

Estas terminales, son utilizadas para conectar el capacitor de corrección de offset. El valor recomendado es de 0.1 μF (de poliestireno o mylar).

ENTRADA DE ACTUALIZACIÓN DE DISPLAY (DU)

Si un flanco positivo, se recibe en esta entrada, previamente al ciclo de rampa descendente, nueva información será colocada en las salidas de los latches durante ese ciclo de conversión. Cuando ésta terminal, se conecta directamente a la salida EOC (terminal 14), cada conversión será mostrada. Cuando DU está conectada a una fuente externa, el voltaje deberá estar referido a V_{SS} .

RELOJ (CLK I, CLK 0)

El MC14433 contiene su propio sistema de oscilación de reloj. Una única resistencia conectada entre las terminales 10 y 11 determina la frecuencia de reloj. Por ejemplo, una resistencia de 300 $\text{k}\Omega$ resulta en una frecuencia de reloj de alrededor de 66 kHz. Si se desea incrementar la estabilidad, estas terminales permiten la conexión de un cristal o un circuito LC. Opcionalmente, la entrada de reloj CLK I, puede ser manejada por una fuente de reloj externa, la cual necesitará tener solamente manejo de salida CMOS estándar. Para entradas de reloj externas, ésta terminal deberá referirse a V_{EE} .

FUENTE DE ALIMENTACIÓN NEGATIVA (V_{EE})

Esta es la terminal de conexión para la fuente de alimentación de voltaje más negativa. La corriente típica es de 0.8 mA. La corriente de salida no regresa a través de esta terminal, sino a través de la terminal 13. El resultado de $V_X - V_{EE}$ deberá ser mayor que 0.8 V.

FUENTE DE ALIMENTACIÓN NEGATIVA PARA LAS SALIDAS DEL CIRCUITO Y LA ENTRADA DU (V_{SB})

Este es el nivel bajo de voltaje para las terminales de salida del MC14433 (BCD, selectoras de dígitos, EOC y OR) y la entrada DU. Cuando V_{SS} está conectada a tierra analógica, el voltaje de salida se encontrará de tierra analógica a V_{DD} . Cuando se conecta a V_{EE} la salida se balanceará de V_{EE} a V_{DD} . El rango de operación permisible para V_{SS} está entre $V_{DD} - 3.0$ V y V_{EE} .

FUENTE DE ALIMENTACIÓN POSITIVA (V_{DD})

Es la terminal de suministro de voltaje más positivo. $V_{DD} - V_X$ deberá ser mayor que 2.5 V. $V_{DD} - V_{EE}$ deberá ser mayor que 7.8 V. V_{DD} determina V_{OH} para las salidas digitales, y V_{IH} para las entradas digitales.

FIN DE CONVERSIÓN (EOC)

La salida EOC produce un pulso positivo al final de cada ciclo de conversión. El ancho de este pulso es equivalente a la mitad del periodo del sistema de reloj (terminal 11).

SOBRERANGO (OR)

La terminal OR está en bajo cuando V_X excede a V_{ref} . Normalmente está en alto.

SELECTOR DE DÍGITO (DS4, DS3, DS2, DS1)

La salida selector de dígito está en alto, cuando el respectivo dígito es seleccionado. El dígito más significativo ($\frac{1}{2}$ dígito) cambia al estado alto (1 lógico) inmediatamente después de un pulso de EOC seguido por los dígitos restantes, secuencialmente desde MSD hasta LSD. Un tiempo equivalente a dos ciclos de reloj es incluido entre cada dígito para garantizar que los datos en BCD se establezcan. La relación de multiplexado, es igual a la frecuencia de reloj dividida entre 80. Así, con una frecuencia de reloj de 66 kHz, la relación de multiplexado será de 0.2 kHz. La relación de tiempos entre las salidas selector de dígito y la señal EOC se muestra en el diagrama de tiempo de la Figura 7.3.

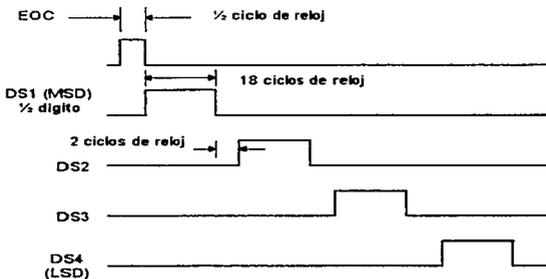


Figura 7.3

SALIDA DE DATOS BCD (Q0, Q1, Q2, Q3)

Las salidas BCD multiplexadas contiene 3 dígitos completos de información durante DS2, DS3 y DS4, mientras que durante DS1, información con respecto al $\frac{1}{2}$ dígito, sobrerango, bajorango y polaridad está disponible. La Tabla 7.1 muestra los formatos de la información durante DS1.

Notas para la Tabla 7.1

Q3 - $\frac{1}{2}$ dígito: 0 lógico para "1", 1 lógico para "0".

Q2 - polaridad: 1 lógico igual a positivo, 0 lógico igual a negativo.

Q0 - la condición de fuera de rango existe si Q0 es 1 lógico. Cuando se usa conjuntamente con Q3, el tipo de condición de fuera de rango está indicado por: Q3 igual a 0 lógico para sobrerango, o Q3 igual a 1 lógico para rango bajo.

INFORMACIÓN DURANTE DS1				
Q3	Q2	Q1	Q0	Condición del MSD
1	1	1	0	+ 0
1	0	1	0	- 0
1	1	1	1	+ 0 UR
1	0	1	1	- 0 UR
0	1	0	0	+ 1
0	0	0	0	- 1
0	1	1	1	+ 1 OR
0	0	1	1	- 1 OR

Tabla 7.1

La indicación de sobrerango (Q3 igual a 0 lógico y Q0 igual a 1 lógico) ocurre cuando el conteo es mayor que 1999 para una referencia de 2.000 V. La condición de bajorango, útil para circuitos de autorango, se presenta cuando el conteo es menor que 180 para una referencia de 2.000 V.

7.2.3 Operación del MC14433

El circuito integrado MC14433 CMOS, junto con un número mínimo de componentes externos, forman un convertidor A/D de doble rampa modificada. El dispositivo contiene circuitos digitales CMOS entre los que se encuentran contadores, latches y multiplexores así, como el conjunto de circuitos analógicos CMOS que proveen de amplificadores operacionales y comparadores requeridos para implementar en forma completa al convertidor A/D.

Durante cada conversión, los voltajes de offset de los amplificadores y comparadores internos son compensados mediante el sistema de autocero y el voltaje de entrada desconocido, es equivalente a un número de conteos. En otras palabras, la lectura de salida es la relación del voltaje desconocido a el voltaje de referencia con una relación de 1 igual al máximo conteo de 1999. El ciclo de conversión completo requiere un poco más de 16000 periodos de reloj y puede ser dividido en seis segmentos. La forma de onda de la Figura 7.4 muestra el ciclo de conversión completo con una entrada positiva y una entrada negativa. La descripción de los seis segmentos de la forma de onda es la siguiente:

Segmento 1

El capacitor para offset (C0), el cual compensa los voltajes de offset de entrada para los amplificadores tipo buffer e integrador, es cargado durante este segmento. También, el capacitor del integrador se cortocircuita. Este segmento requiere 4000 periodos de reloj.

Segmento 2

La salida del integrador disminuye al voltaje de umbral del comparador. En este momento, un número de conteos equivalentes al voltaje de offset de entrada del comparador, es almacenado en los latches de offset para su uso posterior en el proceso de autozero. El tiempo de este segmento es variable, pero debe ser menor que 800 periodos de reloj.

Segmento 3

Este segmento del ciclo de conversión es igual al Segmento 1.

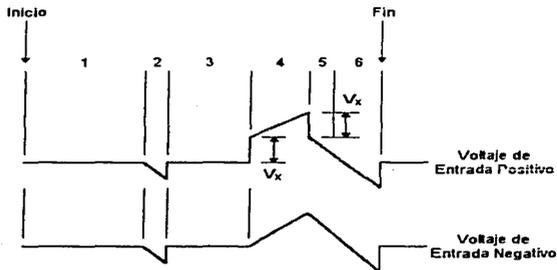


Figura 7.4

Segmento 4

El Segmento 4, es el ciclo de ascenso de la rampa con el voltaje de entrada desconocido (V_x) como la entrada del integrador. La Figura 7.5 muestra la configuración equivalente de la sección analógica del MC14433 para un voltaje de entrada negativo. Cuando un voltaje de entrada positivo es aplicado a la entrada del buffer, éste es puesto a tierra y V_x es aplicado a la terminal positiva que provoca que la salida del integrador salte instantáneamente a la magnitud de V_x , como se muestra en lo alto de la forma de onda de la Figura 7.4. Este segmento dura exactamente 4000 periodos de reloj.

Segmento 5

Este segmento, es el periodo de descenso de la rampa con el voltaje de referencia como la entrada del integrador. El Segmento 5 del ciclo de conversión tiene un tiempo igual a el número de conteos almacenados en los latches de almacenamiento de offset, durante el Segmento 2. Como resultado, el sistema va a cero automáticamente.

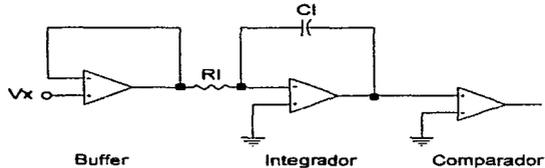


Figura 7.5

Segmento 6

Este es una extensión del Segmento 5. El tiempo para ésta porción es de 4000 periodos de reloj. El contador BCD es puesto a cero en el inicio de este segmento y entonces comienza el conteo en forma ascendente. Cuando la salida del integrador provoca que el comparador cambie de estado, el valor del contador BCD es almacenado en los latches para ser multiplexado. El contador BCD continúa contando desde 1999 a 0000. En este punto, el pulso de fin de conversión es generado.

7.2.4 Configuración Básica del MC14433 para el Multímetro Digital

La Figura 7.6 muestra el diagrama de conexión del MC14433 a partir del cual, se basa la construcción del multímetro digital. Para ésta configuración, las características de operación elegidas son: rango del voltaje de entrada igual a 200 mV y uso del reloj interno.

El voltaje de referencia utilizado con el MC14433 determina el rango de entrada, el cual es esencialmente igual a la referencia aplicada, pero bipolar. Así, para una referencia de + 200 mV, el rango de entrada es ± 199.9 mV. En la Figura 7.6, un CI MC1403 proporciona en su salida 2.5 V regulados, los cuales son entonces ajustados a el nivel deseado de 200 mV mediante el potenciómetro de 20 k Ω . La siguiente adaptación para uso de ésta escala, son los valores de los componentes del integrador, en este caso, el valor de R_I y C_I son 27 k Ω y 0.1 μ F, respectivamente.

La frecuencia de reloj para operación del MC14433 se establece mediante RC, que en el diagrama al ser de 300 k Ω resulta en una frecuencia cercana a 66 kHz. Con ésta frecuencia, el tiempo de conversión es aproximadamente de 250 ms. En forma general, la relación de conversión del MC14433, es la frecuencia de reloj dividida entre 16,400.

Parte 2. Diseño del Multímetro Digital.

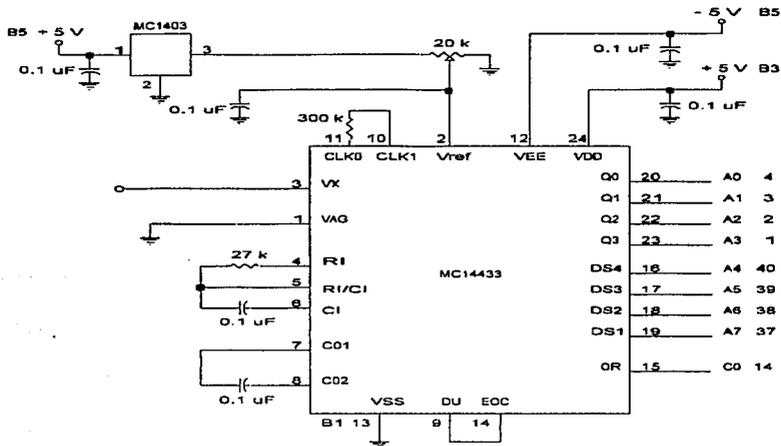


Figura 7.6

El capacitor empleado en la corrección de offset es de un valor de $0.1 \mu\text{F}$ y se encuentra conectado entre las terminales 7 y 8. Este valor empleado, es el recomendado por el fabricante.

La entrada analógica es aplicada entre las terminales 1 y 3. Donde la terminal 3 es la entrada analógica alta y la terminal 1 se utiliza para la tierra analógica. Ambas terminales de entrada son de alta impedancia, con corrientes típicas de entrada de 20 pA. En la ejecución de una conversión, el MC14433 opera en respuesta al voltaje diferencial entre estas dos terminales.

La conexión entre las terminales EOC y DU permite que, cada vez que se produzca un pulso de fin de conversión, la nueva información contenida en los latches se encuentre disponible en las salidas del MC14433.

Las terminales 19, 18, 17 y 16 selectoras de dígito así como las terminales 23, 22, 21 y 20 que constituyen la salida BCD multiplexada, van unidas directa y respectivamente a las terminales 37, 38, 39, 40, 1, 2, 3 y 4 que corresponden al puerto A del PPI # 1 8255. A su vez, la terminal 15 del MC14433, se conecta directamente a la terminal 14 (C₀) del puerto C del PPI # 1 8255. Todas las señales obtenidas del MC14433 mediante el PPI # 1, se emplean para control del multímetro digital.

Los voltajes de alimentación para el MC14433 son de + 5 V y - 5 V y se obtienen a partir de los conectores B3 y B5 del bus de expansión respectivamente. De igual forma, la conexión a tierra de la terminal 13 del convertidor se obtiene del conector B1.

7.3 MEDICIÓN DE VOLTAJE

El diseño del voltímetro digital está compuesto por la configuración del convertidor A/D MC14433 dada en la Figura 7.6, un conjunto de resistencias de precisión en serie, relevadores y un convertidor de ca a cd. El diagrama de conexión del voltímetro digital se muestra en la Figura 7.7.

En base a la Figura 7.6, el voltaje máximo que puede medirse con el convertidor A/D son 200 mV, por lo tanto, el propósito de las resistencias de precisión es la atenuación de voltajes de mayor valor, con lo cual podrán realizarse mediciones en rangos más amplios. El cálculo de los valores de éstas resistencias, se realiza considerando el máximo valor de voltaje que puede aplicarse a la terminal 3 del MC14433 y estableciendo la corriente máxima que circulará en la red de resistencias, así como el número de escalas deseadas junto con el rango de voltaje que cubrirá cada una de ellas.

Para el diseño, se emplearon 6 escalas de voltaje, las cuales cubren los rangos de: 0 - 0.25 V, 0 - 1.0 V, 0 - 2.5 V, 0 - 10 V, 0 - 50 V y 0 - 200 V. La corriente máxima, I_M , es igual a 50 μ A y los valores de las resistencias, se obtuvieron mediante los siguientes cálculos:

$$I_M = 50 \mu A, V_M = 200 \text{ mV}$$

$$R = \frac{200 \text{ mV}}{50 \mu A} = 4 \text{ k}\Omega$$

Para la escala 1: 0 - 0.25 V

$$R_{T1} = \frac{0.25 \text{ V}}{50 \mu A} = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{E1} = R_{T1} - R = 5 \text{ k}\Omega - 4 \text{ k}\Omega = 1 \text{ k}\Omega$$

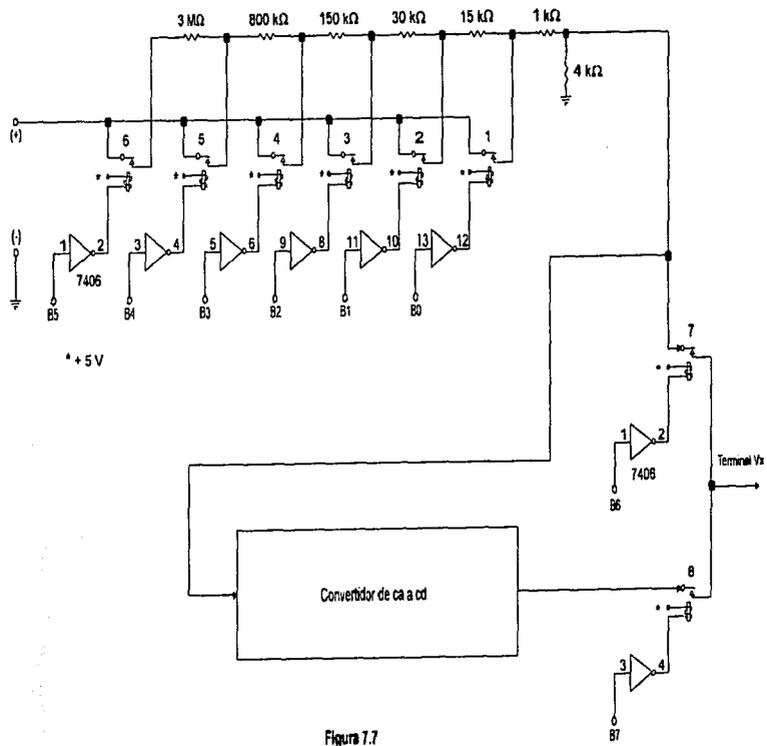


Figura 7.7

Para la escala 2: 0 - 1.0 V

$$R_{T2} = \frac{1.0 \text{ V}}{50 \mu\text{A}} = 20 \text{ k}\Omega$$

$$R_{E2} = R_{T2} - R_{T1} = 20 \text{ k}\Omega - 5 \text{ k}\Omega = 15 \text{ k}\Omega$$

Para la escala 3: 0 - 2.5 V

$$R_{T3} = \frac{2.5 \text{ V}}{50 \mu\text{A}} = 50 \text{ k}\Omega$$

$$R_{E3} = R_{T3} - R_{T2} = 50 \text{ k}\Omega - 20 \text{ k}\Omega = 30 \text{ k}\Omega$$

Para la escala 4: 0 - 10 V

$$R_{T4} = \frac{10 \text{ V}}{50 \mu\text{A}} = 200 \text{ k}\Omega$$

$$R_{E4} = R_{T4} - R_{T3} = 200 \text{ k}\Omega - 50 \text{ k}\Omega = 150 \text{ k}\Omega$$

Para la escala 5: 0 - 50 V

$$R_{T5} = \frac{50 \text{ V}}{50 \mu\text{A}} = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_{E5} = R_{T5} - R_{T4} = 1 \text{ M}\Omega - 200 \text{ k}\Omega = 800 \text{ k}\Omega$$

Para la escala 6: 0 - 200 V

$$R_{T6} = \frac{200 \text{ V}}{50 \mu\text{A}} = 4 \text{ M}\Omega$$

$$R_{E6} = R_{T6} - R_{T5} = 4 \text{ M}\Omega - 1 \text{ M}\Omega = 3 \text{ M}\Omega$$

De estos resultados, R y de R_{E1} a R_{E6} son los valores de las resistencias que se muestran en la Figura 7.7. Estas resistencias son de precisión con una tolerancia del 1%.

El uso de un conjunto de relevadores igual al número de escalas, le da al multímetro digital, la característica de rango automático. Para lograrlo, se envían señales de control a los relevadores desde la PC, éstas señales, se obtienen mediante el puerto B del PPI # 1 8255. Los relevadores son normalmente abiertos y se alimentan

Parte 2. Diseño del Multímetro Digital.

con + 5 V. De la Figura 7.7 se observa que la activación del relevador depende del arreglo formado con la compuerta 7406 de colector abierto. La Tabla 7.2 resume las condiciones de operación del relevador.

SEÑALES PARA EL RELEVADOR

Entrada Inversor	Salida Inversor	Relevador
0	1	Abierto
1	0	Cerrado

Tabla 7.2

El voltaje de alimentación de + 5 V para los relevadores y el CI 7406 se obtiene del conector B3 del bus de expansión.

El convertidor de ca a cd se construye con el CI LM348, del cual se utilizan sólo 3 amplificadores operacionales de los 4 que contiene. Este integrado, posee dos terminales de alimentación V_+ y V_- , las cuales se conectan respectivamente a B9 (+12 V) y B7 (-12 V) del bus de expansión.

El arreglo mostrado en la Figura 7.8, comúnmente recibe el nombre de amplificador de valor medio absoluto o MAV, ya que mediante él, se obtiene el equivalente rms del voltaje de ca de entrada.

El amplificador operacional A1 es un seguidor de voltaje, cuya función es evitar atenuaciones, de manera tal, que el voltaje aplicado al amplificador operacional A2 sea de la misma magnitud que el voltaje de entrada. El capacitor de 47 μ F se utiliza para bloquear el voltaje de offset generado por A1.

Los amplificadores operacionales A2 y A3 son los que en realidad conforman al convertidor de ca a cd. La descripción de su funcionamiento se hará con referencia a la Figura 7.8 y considerando primero, la operación en la parte negativa de una señal de entrada de ca. La salida de A2 son dos diodos, D1 y D2, los cuales actúan como interruptores. Para un voltaje negativo en la entrada inversora de A2, el diodo D1 se enciende y sujeta la salida de A2 a 0.7 V, mientras que D2 se abre, desconectando así la salida de A2 del nodo de entrada de A3 (entrada inversora). A3 en estas condiciones, opera como un inversor con R2 como resistencia de entrada, R5 como resistencia de realimentación y con su salida positiva.

Parte 2. Diseño del Multímetro Digital.

con + 5 V. De la Figura 7.7 se observa que la activación del relevador depende del arreglo formado con la compuerta 7406 de colector abierto. La Tabla 7.2 resume las condiciones de operación del relevador.

SEÑALES PARA EL RELEVADOR

Entrada Inversor	Salida Inversor	Relevador
0	1	Abierto
1	0	Cerrado

Tabla 7.2

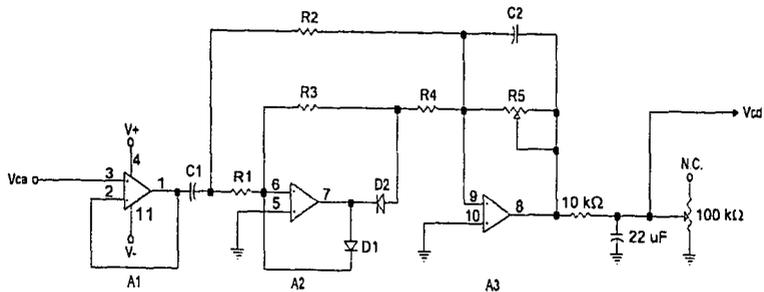
El voltaje de alimentación de + 5 V para los relevadores y el CI 7406 se obtiene del conector B3 del bus de expansión.

El convertidor de ca a cd se construye con el CI LM348, del cual se utilizan sólo 3 amplificadores operacionales de los 4 que contiene. Este integrado, posee dos terminales de alimentación V+ y V-, las cuales se conectan respectivamente a B9 (+12 V) y B7 (- 12 V) del bus de expansión.

El arreglo mostrado en la Figura 7.8, comúnmente recibe el nombre de amplificador de valor medio absoluto o MAV, ya que mediante él, se obtiene el equivalente rms del voltaje de ca de entrada.

El amplificador operacional A1 es un seguidor de voltaje, cuya función es evitar atenuaciones, de manera tal, que el voltaje aplicado al amplificador operacional A2 sea de la misma magnitud que el voltaje de entrada. El capacitor de 47 μ F se utiliza para bloquear el voltaje de offset generado por A1.

Los amplificadores operacionales A2 y A3 son los que en realidad conforman al convertidor de ca a cd. La descripción de su funcionamiento se hará con referencia a la Figura 7.8 y considerando primero, la operación en la parte negativa de una señal de entrada de ca. La salida de A2 son dos diodos, D1 y D2, los cuales actúan como interruptores. Para un voltaje negativo en la entrada inversora de A2, el diodo D1 se enciende y sujeta la salida de A2 a 0.7 V, mientras que D2 se abre, desconectando así la salida de A2 del nodo de entrada de A3 (entrada inversora). A3 en estas condiciones, opera como un inversor con R2 como resistencia de entrada, R5 como resistencia de realimentación y con su salida positiva.



C1 47 μ F
 C2 10 μ F
 R1, R2, R3 20 k Ω
 R4 10 k Ω
 R5 25 k Ω
 D1, D2 1N914
 A1, A2, A3 LM348

Figura 7.8

Parte 2. Diseño del Multímetro Digital.

Durante la parte positiva de una entrada de ca, la salida de A2 cambia a negativa, abriendo D1 y cerrando D2, con lo cual este amplificador operacional opera como un amplificador inversor con ganancia unitaria. Su resistencia de entrada es R1 y su resistencia de realimentación es R3. Ahora la salida de A2, se encuentra conectada a A3 a través de R4. El diodo D2 no afecta la precisión de A2, ya que D2, se encuentra en la malla de realimentación. Estas condiciones traen como consecuencia que A3 opere ahora como un sumador inversor. La salida de éste amplificador es positiva ya que los voltajes aplicados en R2 y R4 son de la misma magnitud pero de signo opuesto y el valor de R4 es la mitad del valor de R2.

Así, tanto las partes positivas como negativas de las entradas de voltaje de ca producirán salidas positivas de cd en A3. Con el capacitor de 10 μF conectado en paralelo con R5, A3 proporciona en su salida el promedio de la señal rectificada. La función del potenciómetro R5, es ajustar la salida de cd a el valor rms equivalente del voltaje de entrada. En el diseño, R5 se ajustó teniendo como señal de entrada una onda senoidal.

Como se observa en la Figura 7.7, la medición de voltajes de ca o cd queda determinada por el estado en el que se encuentran los relevadores conectados a la terminal 3 del MC14433. Las señales de control válidas para los relevadores 7 y 8 así como su efecto en la operación del voltímetro digital se proporcionan en la Tabla 7.3.

SEÑALES PARA MODO DE OPERACIÓN

B6	B7	7	8	Operación
0	0	Abierto	Abierto	
0	1	Abierto	Cerrado	Medición de voltaje de ca
1	0	Cerrado	Abierto	Medición de voltaje de cd

Tabla 7.3

7.4 MEDICIÓN DE CORRIENTE

La operación del amperímetro digital consiste en determinar la caída de voltaje que generará el paso de la corriente a medir, a través de una resistencia de precisión de valor conocido. La Figura 7.9 muestra las conexiones necesarias que permiten la medición de corriente directa y alterna en un rango de 0 a 2 A. Del diagrama se distinguen 5 escalas, las cuales tienen los siguientes rangos: 0 - 2 A, 0 - 200 mA, 0 - 20 mA, 0 - 2 mA y 0 - 200 μA . El valor de la resistencia presente en cada escala, se calcula considerando nuevamente que la máxima caída de voltaje aplicable al convertidor son 200 mV, así por ejemplo, para la escala más baja, el cálculo es $R = 200 \text{ mV} / 200 \mu\text{A} = 1 \text{ k}\Omega$. Todas las resistencias calculadas tiene una tolerancia del 1%.

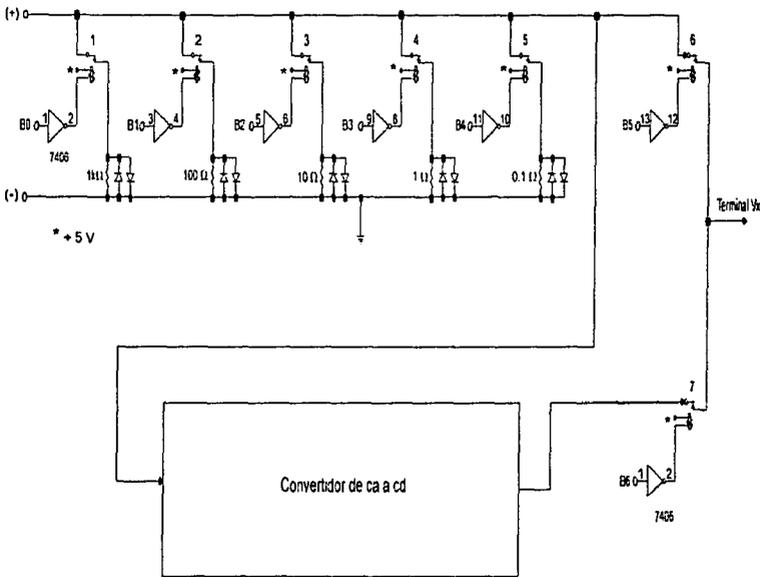


Figura 7.9

Parte 2. Diseño del Multímetro Digital.

La resistencia a través de la cual se aplica la corriente desconocida, se determina mediante los pulsos enviados por la PC a los relevadores, lo cual al igual que en el voltímetro digital provoca que el circuito sea de autorango. Las condiciones de activación de los relevadores son iguales a los listados en la Tabla 7.2.

Durante el funcionamiento del circuito, sólo dos relevadores se encuentran cerrados. Uno corresponde a la escala adecuada de medición y el otro al tipo de corriente aplicada, es decir, directa o alterna. Sin embargo, independientemente de la combinación de relevadores activos, el voltaje que se aplica al convertidor A/D MC14433 siempre es proporcional a la corriente desconocida.

De la Figura 7.9 es importante notar que el convertidor de voltaje de ca a cd y los relevadores son del mismo tipo, que los empleados en el voltímetro digital.

7.5 MEDICIÓN DE RESISTENCIA

El ohmetro digital, está construido básicamente por dos amplificadores operaciones y el convertidor A/D MC14433. La conexión de estos elementos se muestra en la Figura 7.10.

El amplificador operacional A4 se conecta como un amplificador no inversor, la ecuación que define su voltaje a la salida es:

$$V_{s1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_x} \right) V_{REF} \quad 7.4$$

donde: R_f es la resistencia de realimentación y tiene los siguientes valores: 10 M Ω , 1 M Ω , 100 k Ω , 10 k Ω , 1 k Ω y 100 Ω . R_x es la resistencia desconocida y V_{REF} es igual a 200 mV y se toma del voltaje de referencia del convertidor A/D.

Utilizando la ecuación (7.4), con un valor de $R_x = 50$ M Ω y $R_f = 10$ M Ω , se obtiene el voltaje mínimo en la salida de A4:

$$V_{s1} = \left(1 + \frac{10 \text{ M}\Omega}{50 \text{ M}\Omega} \right) 0.2 = 240 \text{ mV}$$

Para esta misma escala, es decir, $R_f = 10$ M Ω y estableciendo que el voltaje máximo deseable en la salida de A4 son 5 V, se despeja de la ecuación (7.4) R_x :

$$R_x = \frac{R_f}{\frac{V_{s1}}{V_{REF}} - 1} = \frac{10 \text{ M}\Omega}{\frac{5 \text{ V}}{0.2 \text{ V}} - 1} = 416.66 \text{ k}\Omega$$

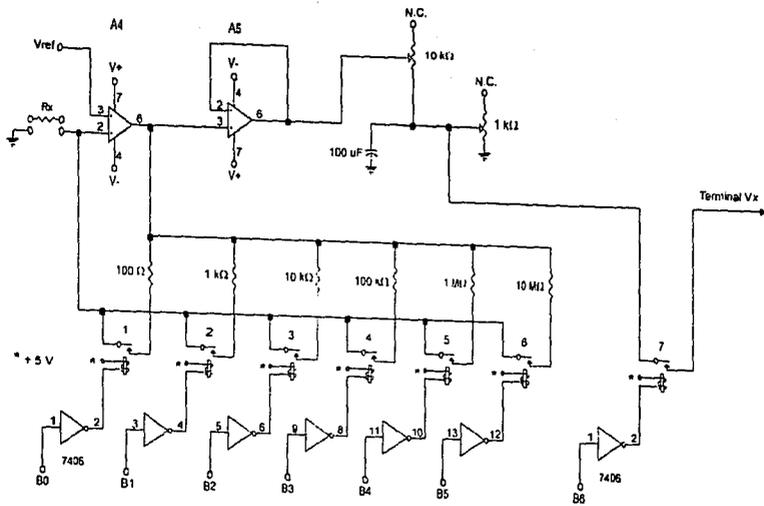


Figura 7.10

Parte 2. Diseño del Multímetro Digital.

Estas dos operaciones, establecen el rango de medición de la escala de $10\text{ M}\Omega$, el cual es de $50\text{ M}\Omega$ a $416.66\text{ k}\Omega$ así como sus respectivos voltajes de salida que son 240 mV y 5 V .

Al realizar estos mismos cálculos con cada resistencia de realimentación, el rango completo de medición es de $50\text{ M}\Omega$ a $10\ \Omega$. El voltaje máximo de salida en todas las escalas es de $+5\text{ V}$, la razón de ello, es que éste voltaje deberá dividirse con la mayor precisión posible, de manera tal que el máximo voltaje en la terminal 3 del convertidor A/D MC14433, sean 200 mV . Esta división de voltaje se realiza con los potenciómetros de $10\text{ k}\Omega$ y $1\text{ k}\Omega$ conectados a la salida del seguidor de voltaje A5.

El cambio de escala automático, se lleva a cabo mediante los relevadores conectados a cada resistencia de realimentación. De la Figura 7.10 se observa que las señales de control que envía la PC a los relevadores, se obtienen a través del puerto B del PPI # 1 8255.

La función del relevador conectado entre el divisor de voltaje y la entrada del convertidor A/D MC14433 es evitar la aplicación de un voltaje mayor a 200 mV durante un periodo de tiempo largo. Esta situación, se presenta cuando R_x es igual a cero, lo que provoca que los amplificadores operacionales se saturen y el voltaje presente a la entrada del convertidor sea mucho mayor al permitido. Esto es detectado por la PC a través de la señal de sobreflujo del convertidor y entonces envía una señal para abrir éste relevador. Con excepción de éste caso, el relevador de entrada se mantiene siempre cerrado.

Los voltajes de alimentación para los amplificadores operacionales se obtienen de los conectores B7 (-12 V) para V- y de B9 ($+12\text{ V}$) para V+. En el conector B3 del bus de expansión están disponibles $+5\text{ V}$, los cuales se aplican a los relevadores y al CI 7406.

7.6 MEDICIÓN DE CAPACITANCIA E INDUCTANCIA

La Figura 7.11 muestra el diagrama de bloques del circuito de medición de inductancia y capacitancia. Su operación consiste en determinar la variación de frecuencia que produce la inserción del componente a medir, en un circuito de oscilación. La señal generada es entonces aplicada a un divisor de frecuencia, a partir del cual, el valor de la frecuencia se conoce leyendo el número de pulsos contados durante un intervalo de muestreo fijo.

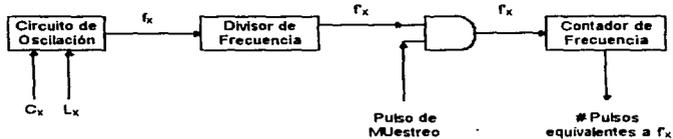


Figura 7.11

En la Figura 7.12, se ilustra la implementación del circuito de oscilación. El funcionamiento del oscilador puede comprenderse si se asume que la salida del comparador de voltaje LM311 es una onda cuadrada a la frecuencia de resonancia del circuito tanque formado por L_1 y C_1 (relevador 2 cerrado). Esta onda cuadrada, es aplicada a el circuito tanque a través de R_3 y un capacitor de acoplo, C_3 . Como respuesta, el circuito tanque produce una onda senoidal, la cual es entonces aplicada a la entrada del comparador de voltaje, lo que provoca la generación de una onda cuadrada en su salida. De ésta manera, el circuito se mantiene en oscilación permanente.

Cuando el circuito es alimentado por primera vez, el voltaje en la terminal 2 del LM311 aumenta rápidamente a la mitad del voltaje de suministro a través del divisor de voltaje formado por R_1 y R_2 . Esto produce a la salida del comparador, un nivel alto igual al voltaje de suministro, 5 V. Este nivel alto, carga a C_4 vía R_4 hasta que el voltaje en la terminal 3 es igual al voltaje en la terminal 2. La salida entonces cambia a un nivel bajo, lo cual ocasiona una transición de energía en el circuito tanque que a su vez provoca la creación de una onda senoidal a la frecuencia de resonancia.

Esta onda al aplicarse a la entrada del comparador LM311, tendrá en su salida una onda cuadrada con la misma frecuencia del circuito tanque, de tal forma que se conserva la oscilación tal como se describió con anterioridad. Esta onda cuadrada tiene un ciclo de trabajo del 50%, con el propósito de que C_4 , se cargue a un voltaje igual al de la terminal 2.

Con éste diseño, se realizan mediciones en el rango de 0.001 a 100 mH y 0.010 pF a 1 μ F. Estos rangos están limitados por la amplitud de la onda de voltaje senoidal del circuito tanque. El mínimo voltaje pico a pico es igual al voltaje de offset especificado del LM311, el cual es de 2 a 75 mV. El máximo voltaje pico a pico está limitado a cerca de la mitad del voltaje de suministro, de 2.5 V. Estos límites de voltaje pueden ser traducidos a límites de inductancia y capacitancia, mediante el circuito equivalente simplificado del circuito tanque de la Figura 7.13, donde R es la resistencia del devanado de la inductancia.

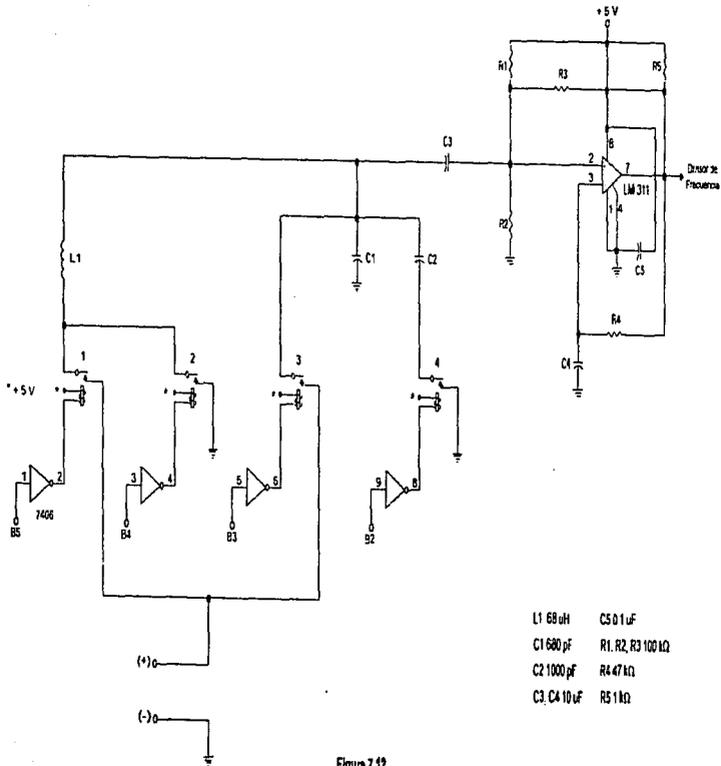


Figura 7.12

La impedancia máxima del circuito tanque es:

$$Z_{max} = Q \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 7.5$$

donde $Q = \frac{2\pi fL}{R}$

De la ecuación (7.5), se observa que la impedancia se incrementa con incrementos de L o Q y disminuye con incrementos de C. Las impedancias altas, desarrollan voltajes altos en el circuito tanque de la Figura 7.12, mientras que impedancias bajas desarrollan voltajes bajos. Así, el máximo valor de L esta determinado, por el límite mayor de 2.5 V pico a pico, en tanto que el máximo valor de C lo establece el límite menor de 2 a 75 mV. Para el oscilador, estos límites son aproximadamente 200 mH y 2.0 μ F. Sin embargo, como estos también son función de la Q de los inductores y capacitores, los límites máximos se establecen en 100 mH y 1 μ F, para proporcionar un margen de seguridad. Los capacitores que pueden medirse con este circuito deberán de ser no polarizados.

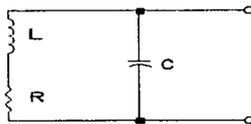


Figura 7.13

Como el valor del componente desconocido, se determina a partir del cambio de frecuencia que produce su introducción en el circuito tanque, es necesario realizar la siguiente secuencia de operaciones. Primero se mide la frecuencia f_1 , cuando sólo L_1 y C_1 están en el circuito tanque, para ello el relevador 2, deberá estar cerrado. Esta frecuencia es:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad 7.6$$

Esta es una ecuación con dos incógnitas (L_1 y C_1). Por lo tanto, para obtener otra ecuación, se introduce el capacitor C_2 en el circuito tanque, relevador 2 y 4 cerrados. Esto provoca que la frecuencia sea ahora igual a:

$$f_2 = \frac{I}{2\pi \sqrt{L_1(C_1 + C_2)}} \quad 7.7$$

Estas ecuaciones al resolverse simultáneamente para L_1 y C_1 dan:

$$C_1 = \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} C_2 \quad 7.8$$

y

$$L_1 = \frac{I}{4\pi^2 f_1^2 C_1} \quad 7.9$$

Este procedimiento se realiza con la finalidad de que los valores exactos de L_1 y C_1 no sean críticos y puedan usarse componentes con tolerancias del 10%. De la ecuación (7.8), se observa que el único elemento del cual depende la precisión de las mediciones es C_2 , por lo tanto este capacitor tiene una tolerancia del 1%.

Para medición de inductancia, el componente desconocido es puesto en serie con L_1 con lo que la inductancia total es $L_1 + L_x$. Esta condición se logra cerrando solamente el relevador 1 y la frecuencia cambia a:

$$f_3 = \frac{I}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_x)C_1}} \quad 7.10$$

Esta ecuación puede resolverse simultáneamente con la ecuación (7.6) produciendo:

$$L_x = \left[\frac{f_1^2}{f_3^2} - I \right] L_1 \quad 7.11$$

De formar similar, para medir capacitancia, se cierra tanto el relevador 2 como el 3, de manera que el capacitor desconocido se coloque en paralelo con C_1 . Así, la capacitancia total en el circuito tanque es $C_1 + C_x$. La frecuencia para este caso esta dada por:

$$f_3 = \frac{I}{2\pi \sqrt{L_1(C_1 + C_x)}} \quad 7.12$$

Esta ecuación al resolverse para C_x , con la ecuación (7.6) resulta en:

$$C_x = \left[\frac{f_1^2}{f_2^2} - 1 \right] C_1 \quad 7.13$$

El valor de la frecuencia máxima producida en el circuito de la Figura 7.12, está determinada por la ecuación (7.6) y es de 740.13 kHz. La frecuencia mínima, se encuentra sustituyendo los límites máximos de medición en cualquiera de las ecuaciones (7.10) o (7.12), lo cual da como resultado 19.29 kHz. Este rango de frecuencias se aplica al divisor de frecuencia mostrado en la Figura 7.14.

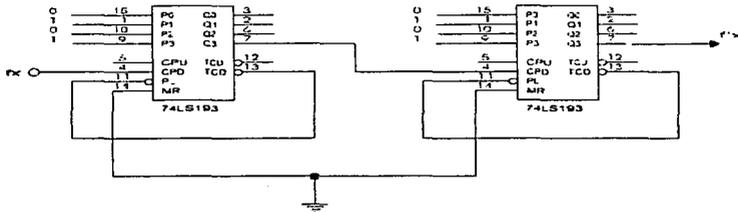


Figura 7.14

Este divisor de frecuencia, se construye utilizando dos contadores binarios 74LS193 conectados de forma que la frecuencia proveniente del LM311 se divida entre 100. Para este efecto, cada CI 74LS193 se emplea como contador descendente con sus entradas de carga paralela, $P_3 - P_0$, conectadas permanentemente a 1010 respectivamente. La salida TC_D (conteo descendente final) se conecta a la entrada P_L (carga paralela) con el propósito de que cada vez que el contador llegue al estado de 0000, inicie su conteo a partir de los estados lógicos presentes en las entradas de datos paralelas, en este caso 1010. La frecuencia a dividir, se aplica a la entrada de reloj para conteo descendente, CP_D .

La Figura 7.15 muestra las formas de onda que se generan cuando el 74LS193 inicia su conteo descendente desde 1010. Examinando la forma de onda de la salida Q_3 , se observa, que se produce un ciclo completo por cada diez ciclos de CP_D .

De este modo, la frecuencia de la forma de onda en la salida Q_3 del primer contador es $1/10$ de la frecuencia del LM311. Esta señal al aplicarse a la entrada de reloj descendente del segundo contador dará como resultado una nueva división entre 10, por lo que la salida Q_3 de este contador, tendrá una frecuencia igual a $1/100$ de la frecuencia inicial.

En la Figura 7.16 se muestran los elementos que forman al contador de frecuencia. Ellos son una compuerta AND 74LS08 y 3 contadores 74LS193, conectados en cascada. Las entradas de la compuerta AND incluyen los pulsos de la señal de salida del divisor de frecuencia f_x , y un pulso de muestreo que controla el tiempo disponible para que estos pulsos pasen a través de la compuerta AND hacia la entrada de reloj, para conteo ascendente del primer contador.

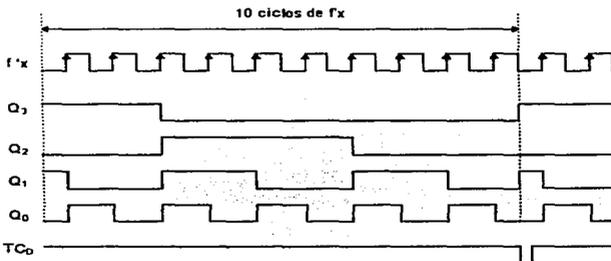


Figura 7.15

La operación del contador de frecuencia se inicia aplicando un pulso de nivel alto a las entradas de reiniciación, MR, de los CI 74LS193 con la finalidad de que el conteo inicie en cero. Mientras la señal en la terminal 2 de la compuerta AND sea baja, su salida se mantendrá en cero lógico y los contadores permanecerán en su estado inicial. Cuando se aplica el pulso de muestreo, 1 lógico, los pulsos de frecuencia f_x pasan a través de la compuerta AND y son contados por los 74LS193. De esta forma, los contadores habrán determinado el número de pulsos que ocurrieron durante el intervalo de muestreo y el contenido resultante de los contadores es una medida directa de la frecuencia desconocida. En base a este funcionamiento, la siguiente relación permite conocer el valor de la frecuencia:

$$f_x = \frac{\text{pulsos contados}}{\text{intervalo de muestreo}}$$

7.14

donde: el intervalo de muestreo tiene una duración de 0.2 s y se obtiene de una señal enviada por la PC, a través de B1 del PPI # 2 8255. Como se observa en la Figura 7.16, las salidas de los contadores se conectan al puerto A y C_i del PPI # 2 8255 para que su contenido pueda ser leído y mediante las ecuaciones (7.14), (7.11) y (7.13), la PC calcule el valor de inductancia o capacitancia según sea el caso.

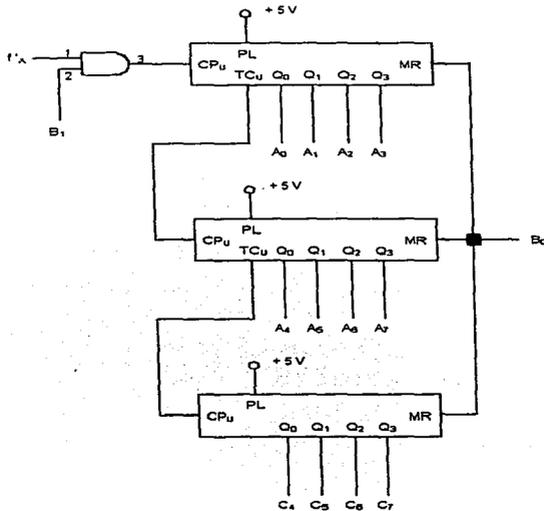


Figura 7.16

Para ésta parte del multímetro digital, sólo se utilizan los conectores B3 y B1 del bus de expansión, de los cuales se obtienen respectivamente + 5 V y tierra.

8.1 INTRODUCCIÓN

El contenido de este capítulo, es la explicación del software a través del cual, se programó el funcionamiento del multímetro digital. Este software está implementado en la versión 2.0 del Lenguaje Turbo C.

8.2 PROGRAMA PARA MEDICIÓN DE VOLTAJE

Este programa está estructurado con una función principal y siete bloques de código o funciones secundarias. Su listado es el siguiente:

Listado VOLTS.C

```
#include <stdio.h>
#include <dos.h>
#include <conio.h>

main()
{
  unsigned char palabra_control=0x99;
  int puerto_control=0x307;
  int overflow=0x00;
  int escala=7;
  int s=1;
  int esc;
  float med[2];
  char op;

  med[0]=0;

  clrscr();
  outportb(puerto_control, palabra_control);
  relays(escala);
  delay(500);
  printf("Medición de voltaje en cd ...1\n");
  printf("Medición de voltaje en ca ...2\n");
  printf("Elegir una opción ");
  op=putchar(opcion());
  escala=6;
  overflow=over();
  if(overflow!=0)
```

```
{
  while(s!=0)
  {
    relays(escala, op);
    delay(500);
    esc=escala;
    overflow=over();
    if(overflow!=0 && escala!=7)
    {
      escala=lectura(escala, med);
      if(esc=escala)
      {
        gotoxy(29,10);
        printf("Continuar ...1 \n");
        gotoxy(29,11);
        printf("Salir ...2 \n");
        gotoxy(29,12);
        printf("Elegir una opción ");
        op=putchar(opcion());
        switch(op)
        {
          case '1':
            s=1;
            escala=6;
            break;
          case '2':
            s=0;
            escala=7;
            relays(escala);
            break;
        }
      }
    }
  }
  else
  {
    s=0;
    escala=7;
    relays(escala, op);
    printf("Voltaje mayor a 200 V\n");
    sleep(30);
  }
}
}
```

```
else
{
    printf("Error de conexión o hardware\n");
    sleep(30);
}
}

over()
{
    int puerto_c=0x306;
    int overflow=0x00;

    overflow=inportb(puerto_c);
    overflow=overflow & 1;

    return(overflow);
}

opcion()
{
    char opcion;
    opcion=getch();
    while(opcion!= '1' && opcion != '2')
    {
        putchar(0x7);
        opcion=getch();
    }
    return(opcion);
}

relays(int esc, char modo)
{
    int puerto_b=0x305;
    unsigned char control_relays;

    switch(esc)
    {
        case 7:
            control_relays=0x00;
            outportb(puerto_b, control_relays);
            break;
    }
}
```

```
case 6:
    control_relays=0x60;
    if(modos=='1')
        outportb(puerto_b, control_relays);
    else
        outportb(puerto_b, 0xA0);
    break;

case 5:
    control_relays=0x50;
    if(modos=='1')
        outportb(puerto_b, control_relays);
    else
        outportb(puerto_b, 0x90);
    break;

case 4:
    control_relays=0x48;
    if(modos=='1')
        outportb(puerto_b, control_relays);
    else
        outportb(puerto_b, 0x88);
    break;

case 3:
    control_relays=0x44;
    if(modos=='1')
        outportb(puerto_b, control_relays);
    else
        outportb(puerto_b, 0x84);
    break;

case 2:
    control_relays=0x42;
    if(modos=='1')
        outportb(puerto_b, control_relays);
    else
        outportb(puerto_b, 0x82);
    break;
```

```
case 1:
    control_relays=0x41;
    if(modos=='1')
        outputb(puerto_b, control_relays);
    else
        outputb(puerto_b, 0x81);
    break;
}
}
```

lectura(int esc, float m[2])

```
{
    int puerto_a=0x304;
    int dig1, dig2, dig3, dig4, uno, dos, tres, cuatro, signo;
    float uno1, dos2, tres3, cuatro4, medicion, voltaje;
    int s=1;

    while(s!=0 && !kbhit())
    {
        do
        {
            dig4=inportb(puerto_a);
            cuatro=dig4-16;
            dig4=dig4 & 16;
        }
        while(dig4!=16);

        do
        {
            dig3=inportb(puerto_a);
            tres=dig3-32;
            dig3=dig3 & 32;
        }
        while(dig3!=32);

        do
        {
            dig2=inportb(puerto_a);
            dos=dig2-64;
            dig2=dig2 & 64;
        }
        while(dig2!=64);
    }
}
```

```
do
{
  dig1=inportb(puerto_a);
  uno=dig1-128;
  dig1=dig1 & 128;
  signo=uno & 4;
}
while(dig1!=128);

if(dig4==16 && dig3==32 && dig2==64 && dig1==128)
{
  uno=(uno & 8);
  uno1=uno*100;
  dos2=dos*10;
  tres3=tres*1;
  cuatro4=(float)cuatro/10;
  medicion=(uno1+dos2+tres3+cuatro4)/1000;

  switch(esc)
  {
    case 6:
      if(medicion<0.1999 && medicion >0.035)
      {
        voltaje=(200*medicion)/0.2;
        m[0]=voltaje;
        m[1]=signo;
        imprimir(m);
        s=continua();
        if(s==0)
          esc++;
      }
    else
    {
      if(medicion>0.1999)
        esc=7;
      else
        esc--;
      s=0;
    }
  }

  break;
}
```

```
case 5:
    if(medicion<0.1999 && medicion >0.035)
    {
        voltaje=(50*medicion)/0.2;
        m[0]=voltaje;
        m[1]=signo;
        imprimir(m);
        s=continua();
        if(s==0)
            esc++;
    }
    else
    {
        if(medicion>0.1999)
            esc++;
        else
            esc--;
        s=0;
    }
    break;
```

```
case 4:
    if(medicion<0.1999 && medicion >0.045)
    {
        voltaje=(10*medicion)/0.2;
        m[0]=voltaje;
        m[1]=signo;
        imprimir(m);
        s=continua();
        if(s==0)
            esc++;
    }
    else
    {
        if(medicion>0.1999)
            esc++;
        else
            esc--;
        s=0;
    }
    break;
```

Segunda Parte. Diseño del Multímetro Digital.

```
case 3:
    if(medicion<0.1999 && medicion >0.075)
    {
        voltaje=(2.5*medicion)/0.2;
        m[0]=voltaje;
        m[1]=signo;
        imprimir(m);
        s=continua();
        if(s==0)
            esc++;
    }
    else
    {
        if(medicion>0.1999)
            esc++;
        else
            esc--;
        s=0;
    }
    break;

case 2:
    if(medicion<0.1999 && medicion >0.045)
    {
        voltaje=(1*medicion)/0.2;
        m[0]=voltaje;
        m[1]=signo;
        imprimir(m);
        s=continua();
        if(s==0)
            esc++;
    }
    else
    {
        if(medicion>0.1999)
            esc++;
        else
            esc--;
        s=0;
    }
    break;
```

```

case 1:
    if(medicion<0.1999 && medicion >0.0000)
    {
        voltaje=(0.25*medicion)/0.2;
        m[0]=voltaje;
        m[1]=signo;
        imprimir(m);
        s=continua();
        if(s==0)
            esc++;
    }
    else
    {
        esc++;
        s=0;
    }
    break;
}
}
return(esc);
}

```

imprimir(float medi[2])

```

{
    float signo, voltaje;

    voltaje=medi[0];
    signo= medi[1];

    if(signo==4)
    {
        gotoxy(1,10);
        printf("Voltaje = + %1.3f V\n", voltaje);
    }
    else
    {
        gotoxy(1,10);
        printf("Voltaje = - %1.3f V\n", voltaje);
    }
}
}

```

continua()

```
{
int s1;
int overflow=0x00;

overflow=over();
if(overflow!=0)
s1=1;
else
s1=0;

return(s1);
}
```

Función principal

El propósito de las variables de la función principal o **main()** es:

palabra_control	Programar el modo de funcionamiento del PPI # 1.
puerto_control	Almacenar la dirección de la palabra de control del PPI # 1.
overflow	El estado de ésta variable (1 o 0) determina si existe o no sobreflujo.
escala	Se utiliza para establecer el estado de operación de los 8 relevadores empleados en el voltímetro digital.
s	Mientras ésta variable sea igual a 1, se efectúan mediciones.
med[2]	Es un arreglo con dos celdas donde, se almacena información referente a la magnitud del voltaje medido y su signo.
op	Cuando op es igual a 1, se realizan mediciones de voltaje en cd. Para mediciones en ca op debe ser igual a 2. Esta variable también, se utiliza para elegir entre seguir realizando mediciones o salir.
esc	conservar el valor de escala .

La secuencia de operaciones que se realizan con la función **main()** son:

- Programación del PPI # 1 para que los puertos A y C sean de entrada y B de salida.
- Abrir todos los relevadores con la finalidad de que el usuario, realice las conexiones necesarias para la medición.
- Elección de medición de voltaje en cd o en ca.
- Asignación de 6 a la variable **escala**

- Detectar el estado de **overflow** para lo cual, se llama a la función **over()**
 - Si existe sobreflujo, se muestra un mensaje de error y termina la ejecución del programa.
 - De lo contrario, siempre y cuando la variable **s** sea igual a cero, se entra a un bucle donde se repetirá un conjunto de instrucciones.
 - Cuando se entra por primera vez a este bucle, se hace un llamado a la función **relays()** con **escala** igual a 6 y **op** con el valor elegido por el usuario. Esto provoca el cierre del relevador de la escala de voltaje más alta, es decir, 200 V, junto con el relevador de modo elegido. En posteriores ejecuciones del bucle, el cierre de algún relevador de escala, está condicionado por el valor devuelto por la función **lectura()**.
 - Se asigna el valor de la variable **escala** a **esc**.
 - Llamado a la función **over()**.
 - Si hay sobreflujo, la variable **s** toma el valor de cero y **escala** el de 7. Se llama a la función **relays()** para apertura de todos los relevadores y, se muestra un mensaje de voltaje mayor a 200 V. Al regresar a la verificación de la condición del bucle, como **s** es igual a cero, termina la ejecución del programa.
 - Si no existe sobreflujo y el valor de **escala** es diferente de 7, la medición de voltaje se realiza mediante el llamado a la función **lectura()**. Esta función devuelve un valor para **escala**, el cual, al ejecutarse nuevamente las instrucciones contenidas en el bucle, establecerá el estado de operación de los relevadores. Si la función **lectura()** regresa un valor a **escala** igual al de **esc**, se pregunta al usuario si desea continuar realizando mediciones o salir.
 - Para continuar, se debe pulsar 1, con lo que **escala** y **s**, toman los valores de 6 y 1 respectivamente. Esto último permite que el bucle, se ejecute nuevamente.
 - Si pulsa 2, a **s** se le asigna un 0 y a **escala** un 7. Esto provoca que los relevadores queden abiertos al llamar a la función **relays()**. Con **s** igual a cero, se asegura la finalización de este programa.

Función over()

La función **over()**, se utiliza para leer el estado lógico de la señal OR del convertidor A/D MC14433. Si OR es igual a 1 lógico no existe sobreflujo, pero cuando el voltaje aplicado en la terminal V_x excede al voltaje de referencia de 200 mV, ésta señal pasa a 0 lógico.

La lectura del estado de OR, se realiza mediante el puerto C y su contenido se almacena en la variable **overflow**. Como el único bit que se utiliza del puerto C es C_0 y se necesita garantizar que la variable **overflow** sólo tome el valor de 0 o 1 en decimal, se realiza una operación AND entre ésta variable y 1 con la instrucción **overflow = overflow & 1**. Como acción final de la función **over()**, se regresa el valor de **overflow**.

Función opción()

Esta función, asegura que los únicos valores de la variable *op* de la función *main()* sean 1 o 2. Por lo tanto, la ejecución de la función *opcion()* no termina hasta que se pulse desde el teclado de la PC, 1 o 2.

Función relays(int esc, char modo)

En esta función se declaran cuatro variables: *esc* y *modo* toman respectivamente los valores de las variables *escala* y *op* de la función *main()*; *puerto_b* contiene la dirección del puerto B y *control_relays* almacena la información que determina los relevadores que se activan. La operación de esta función se basa en la Tabla 8.1.

SEÑALES EN EL PUERTO B

esc	modo	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0	Hex	Escala
7	-	0	0	0	0	0	0	0	0	00	Relevadores Ablertos
6	1	0	1	1	0	0	0	0	0	60	200 V cd
	2	1	0	1	0	0	0	0	0	A0	200 V ca
5	1	0	1	0	1	0	0	0	0	50	50 V cd
	2	1	0	0	1	0	0	0	0	90	50 V ca
4	1	0	1	0	0	1	0	0	0	48	10 V cd
	2	1	0	0	0	1	0	0	0	88	10 V ca
3	1	0	1	0	0	0	1	0	0	44	2.5 V cd
	2	1	0	0	0	0	1	0	0	84	2.5 V ca
2	1	0	1	0	0	0	0	1	0	42	1 V cd
	2	1	0	0	0	0	0	1	0	82	1 V ca
1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	41	250 mV cd
	2	1	0	0	0	0	0	0	1	81	250 mV ca

Tabla 8.1

De ésta tabla, se observa que el dato que se enviará a través del puerto B, se establece mediante los valores de la variables con los que es llamada la función *relays()*.

Función lectura(int esc, float m[2])

En ésta función mediante el puerto A, se leen las terminales de salida del convertidor A/D MC14433. Como se mencionó, en el Capítulo 7, la resolución del convertidor es de 3 ½ dígitos, donde el ½ dígito sólo puede tener los valores de 0 y 1, mientras que los 3 dígitos restantes tendrán valores entre 0 y 9. Por lo tanto, la máxima representación digital que se puede obtener con esta resolución, es de 199.9, si se considera que el voltaje de referencia del MC14433, es igual a 200 mV.

Ya que las salidas de datos ($Q_3 - Q_0$) del convertidor están multiplexadas, es decir, a través de las mismas terminales se envía tanto el código BCD para los 3 dígitos así como la información con respecto al ½ dígito y polaridad; el convertidor utiliza las salidas

selectoras de dígito (DS₁ - DS₄) para determinar a que dígito corresponde la información presente en las salidas de datos.

En base a la conexión entre las terminales del puerto A y el convertidor, la Tabla 8.2 muestra las condiciones que deben de cumplirse para que la información en las salidas de datos, se asigne a un cierto dígito.

SALIDAS SELECTOR DE DIGITO Y BCD

Condición				Información					
DS1	DS2	DS3	DS4	Q3	Q2	Q1	Q0	Dígito	Contenido
A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0		
0	0	0	1					4	0 - 9
0	0	1	0					3	0 - 9
0	1	0	0					2	0 - 9
1	0	0	0	1	1	X	X	1/2	+0
1	0	0	0	1	0	X	X	1/2	-0
1	0	0	0	0	1	X	X	1/2	+1
1	0	0	0	0	0	X	X	1/2	-1

Tabla 8.2

Del listado del programa, se observa que la lectura de cada uno de los 3 ½ dígitos se realiza mediante un bucle do-while, ello significa que las instrucciones contenidas dentro del do, se repetirán mientras se cumpla la condición del while. Así, para el dígito menos significativo, es decir, el dígito cuatro, la primera operación que se ejecuta es la lectura del puerto A y la asignación de su contenido en la variable *dig4*. De la Tabla 8.2, se conoce que el código BCD se encuentra de A₃ a A₀. Por lo tanto, asumiendo que A₄ es 1 (16 en decimal) se realiza la operación cuatro = dig4 - 16, con lo que la variable *cuatro* sólo contiene el código BCD. Para verificar que A₄ es realmente 1, se efectúa una operación AND con el valor de *dig4* y 16. De esta manera, el resultado almacenado en *dig4* será 16 si A₄ es 1, de lo contrario, el valor de dig4 será 0 y se ejecutará de nuevo el bucle hasta que *dig4* sea igual a 16.

Esta misma secuencia de operaciones, se realiza para los 2 dígitos completos restantes y el ½ dígito, donde la única variante es la sustitución del equivalente decimal de A₆, A₅ y A₇ en la determinación del dígito que le corresponde.

Una vez que se conoce el valor de cada uno de los dígitos, se procede a darles su peso correspondiente en decimal, para lo cual la variable *uno* se multiplica por 100, *dos* se multiplica por 10 y *cuatro* se divide entre 10. Los resultados de estas operaciones se suman y se dividen entre 1000, con el propósito de que la variable *medición*, que es la que almacena el resultado de ésta última operación quede expresada en millivolts.

Al igual que en la función **relays()**, la variable **esc** toma el valor de **escala**, su finalidad en éste caso, es determinar la escala más adecuada para realizar la medición y en base a ésta, calcular el voltaje real medido. El procedimiento que se sigue para lograrlo es:

- La variable **s** tiene un valor inicial de 1, con lo cual se entra a un bucle **while**.
- La información de la conversión de voltaje, se almacena en la variable **medición**.
- Con el valor de **esc**, se determina que conjunto de operaciones se realizarán en la sentencia **switch**. Por ejemplo, si **esc** es igual a 6, se ejecuta case 6.
 - A continuación, se compara el contenido de **medición** con un límite máximo y mínimo de voltaje. El límite máximo lo establece la resolución del convertidor y el mínimo, el voltaje máximo que puede medirse con la siguiente escala más baja.
 - Si **medición** no se encuentra en este rango, se realiza una nueva comparación para determinar, si el contenido de **medición** excede al límite máximo.
 - Si lo excede, significa que el voltaje que está siendo medido, es mayor a 200 V. Por lo tanto, a **esc** se le asigna un 7.
 - Si no es mayor a 0.1999, la medición de voltaje puede realizarse de forma más conveniente en una escala menor, por lo que **esc** se decrementa en 1.
 - Después de cualquiera de las dos opciones anteriores, **s** toma el valor de 0 por lo que al salir del case, la condición del **while** ya no es válida y la ejecución de esta función termina regresando el nuevo valor de **esc**.
 - Si el valor de **medición**, se encuentra dentro del rango definido, se realiza la operación de conversión adecuada, para obtener el valor del voltaje realmente medido. El resultado se almacena en la variable **voltaje**. El contenido de las variables **voltaje** y **signo** se asignan respectivamente a las posiciones 0 y 1 del arreglo **m**. Con este arreglo se llama a la función **Imprimir()**, cuya finalidad es mostrar en la pantalla de la PC, el resultado de la medición realizada. Enseguida se llama a la función **continua()**, para establecer si se siguen efectuando mediciones en la misma escala o es necesario cambiarla.
 - Con base a este llamado, si la variable **s** es 0, el valor de **esc** se incrementa en 1. Nuevamente con **s** igual a 0, se sale de la función con el valor de **esc**.
 - Si **s** no es cero se ejecuta nuevamente el contenido del bucle **while**.

De la descripción anterior se deduce que la secuencia de operaciones ejecutadas en los case del **switch**, determina si la escala actual es la adecuada, si lo es, se realiza la operación de voltaje equivalente y se muestra en la pantalla. De lo contrario **esc**, se incrementa o decrementa según sea el caso.

Una opción incondicional (no depende de la operación del voltímetro) que provoca la salida de ésta función, es el pulso de cualquier tecla. Para ello, se utiliza la función de biblioteca de **C kbit()**.

Función imprimir(float med[2])

La función imprimir(), se utiliza para mostrar el resultado de la medición. Con el arreglo *med*, es posible imprimir en la pantalla tanto el signo como la magnitud del voltaje medido. De la Tabla 8.2, se observa que el signo es positivo, si A_2 es 1 lógico o 4 en decimal. Esta es la condición que se utiliza para mostrar el símbolo "+" o "-". Esta función no devuelve ningún valor.

Función continua()

Con esta función se efectúa un llamado a la función *over()*, la cual pondrá a *sf* en 1, si existe sobreflujo. Por el contrario, si no lo hay, *sf* es igual a 0. El valor que devuelve la función *continua()* al código que la llamó es el de *sf*.

8.3 PROGRAMA PARA MEDICIÓN DE CORRIENTE

El listado de este programa es el siguiente:

Listado AMP.C

```
# include <stdio.h>
# include <dos.h>
# include <conio.h>

main()
{
    unsigned char palabra_control=0x99;
    int puerto_control=0x307;
    int overflow=0x00;
    int escala=6;
    int s=1;
    int esc;
    float med[2];
    char op;

    med[0]=0;

    clrscr();
    outportb(puerto_control, palabra_control);
    relays(escala);
    delay(500);
    printf("Medición de corriente en cd ...1\n");
    printf("Medición de corriente en ca ...2\n");
    printf("Elegir una opción ");
    op=putchar(opcion());
    escala=5;
    overflow=over();
}
```

```
if(overflow!=0)
{
  while(s!=0)
  {
    relays(escala, op);
    delay(500);
    esc=escala;
    overflow=over();
    if(overflow!=0 && escala!=6)
    {
      escala=lectura(escala, med);
      if(esc=escala)
      {
        gotoxy(29,10);
        printf("Continuar ...1 \n");
        gotoxy(29,11);
        printf("Salir      ...2 \n");
        gotoxy(29,12);
        printf("Elegir una opción ");
        op=putchar(opcion());
        switch(op)
        {
          case '1':
            s=1;
            escala=5;
            break;
          case '2':
            s=0;
            escala=6;
            relays(escala);
            break;
        }
      }
    }
  }
  else
  {
    s=0;
    escala=6;
    relays(escala, op);
    printf("Corriente mayor a 2 A\n");
    sleep(30);
  }
}
}
```

```
else
{
    printf("Error de conexión o hardware\n");
    sleep(30);
}
}

over()
{
    int puerto_c=0x306;
    int overflow=0x00;

    overflow=inportb(puerto_c);
    overflow=overflow & 1;

    return(overflow);
}

opcion()
{
    char opcion;
    opcion=getch();
    while(opcion!= '1' && opcion != '2')
    {
        putchar(0x7);
        opcion=getch();
    }
    return(opcion);
}

relays(int esc, char modo)
{
    int puerto_b=0x305;
    unsigned char control_relays;

    switch(esc)
    {
        case 6:
            control_relays=0x00;
            outportb(puerto_b, control_relays);
            break;
    }
}
```

```
case 5:
    control_relays=0x30;
    if(modo=='1')
        outputb(puerto_b, control_relays);
    else
    {
        outputb(puerto_b, 0x50);
        sleep(2);
    }
    break;

case 4:
    control_relays=0x28;
    if(modo=='1')
        outputb(puerto_b, control_relays);
    else
        outputb(puerto_b, 0x48);
    break;

case 3:
    control_relays=0x24;
    if(modo=='1')
        outputb(puerto_b, control_relays);
    else
        outputb(puerto_b, 0x44);
    break;

case 2:
    control_relays=0x22;
    if(modo=='1')
        outputb(puerto_b, control_relays);
    else
        outputb(puerto_b, 0x42);
    break;

case 1:
    control_relays=0x21;
    if(modo=='1')
        outputb(puerto_b, control_relays);
    else
        outputb(puerto_b, 0x41);
    break;
}
```

}

lectura(int esc, float m[2])

```
{
  int puerto_a=0x304;
  int dig1, dig2, dig3, dig4, uno, dos, tres, cuatro, signo;
  float uno1, dos2, tres3, cuatro4, medicion, corriente;
  int s=1;
```

```
while(s!=0 && !kbhit())
```

```
{
  do
  {
    dig4=inportb(puerto_a);
    cuatro=dig4-16;
    dig4=dig4 & 16;
  }
  while(dig4!=16);
```

```
do
{
  dig3=inportb(puerto_a);
  tres=dig3-32;
  dig3=dig3 & 32;
}
while(dig3!=32);
```

```
do
{
  dig2=inportb(puerto_a);
  dos=dig2-64;
  dig2=dig2 & 64;
}
while(dig2!=64);
```

```
do
{
  dig1=inportb(puerto_a);
  uno=dig1-128;
  dig1=dig1 & 128;
  signo=uno & 4;
}
while(dig1!=128);
```

```
if(dig4==16 && dig3==32 && dig2==64 && dig1==128)
{
    uno=(uno & 8);
    uno1=uno*100;
    dos2=dos*10;
    tres3=tres*1;
    cuatro4=(float)cuatro/10;
    medicion=(uno1+dos2+tres3+cuatro4)/1000;

    switch(esc)
    {
        case 5:
            if(medicion<0.1999 && medicion >0.02)
            {
                corriente=medicion/0.1;
                m[0]=corriente;
                m[1]=signo;
                imprimir(m);
                s=continua();
                if(s==0)
                    esc++;
            }
            else
            {
                if(medicion>0.1999)
                    esc=6;
                else
                    esc--;
                s=0;
            }

            break;

        case 4:
            if(medicion<0.1999 && medicion >0.02)
            {
                corriente=medicion/1.0;
                m[0]=corriente;
                m[1]=signo;
                imprimir(m);
                s=continua();
                if(s==0)
                    esc++;
            }
    }
}
```

```

else
{
  if(medicion>0.1999)
    esc++;
  else
    esc--;
  s=0;
}

break;

case 3:
if(medicion<0.1999 && medicion >0.02)
{
  corriente=mediccion/10.0;
  m[0]=corriente;
  m[1]=signo;
  imprimir(m);
  s=continua();
  if(s==0)
    esc++;
}
else
{
  if(medicion>0.1999)
    esc++;
  else
    esc--;
  s=0;
}

break;

case 2:
if(medicion<0.1999 && medicion >0.02)
{
  corriente=mediccion/100.0;
  m[0]=corriente;
  m[1]=signo;
  imprimir(m);
  s=continua();
  if(s==0)
    esc++;
}

```

```
        else
        {
            if(medicion>0.1999)
                esc++;
            else
                esc--;
            s=0;
        }
        break;

    case 1:
        if(medicion<0.1999 && medicion >0.0000)
        {
            corriente=medicion/1000.0;
            m[0]=corriente;
            m[1]=signo;
            imprimir(m);
            s=continua();
            if(s==0)
                esc++;
        }
        else
        {
            esc++;
            s=0;
        }
        break;
    }
}
return(esc);
}
```

imprimir(float medi[2])

```
{
    float signo, corriente;

    corriente=medi[0];
    signo= medi[1];
```

```

if(signo==4)
{
    gotoxy(1,10);
    printf("Corriente = + %1.4f A\n", corriente);
}
else
{
    gotoxy(1,10);
    printf("Corriente = - %1.4f A\n", corriente);
}
}

```

continua()

```

{
    int s1;
    int overflow=0x00;

    overflow=over();
    if(overflow!=0)
    s1=1;
    else
    s1=0;

    return(s1);
}

```

De éste listado, se observa que el programa tiene las mismas funciones que el programa para medición de voltaje. Esto se debe, a que la corriente a medir se conoce mediante un voltaje proporcional, tal como se describió en el Capítulo 7. Por lo tanto en esta sección sólo se mencionarán las diferencias que se presentan en las funciones descritas con anterioridad

Función principal o main()

Con 99H, en la palabra de control, los puertos A y C son de entrada y B es de salida. De la misma manera que en el programa anterior, el puerto A se emplea para leer las salidas del convertidor A/D, C para la detección de sobreflujo y B para el control de los relevadores.

El valor inicial de la variable *escala* es 6, ya que, el amperímetro sólo tiene 6 escalas. Así, los valores de 1 a 5 se usan para cerrar un relevador, mientras que el valor de 6 es para condición de todos los relevadores abiertos.

El modo de medición a elegir, es corriente alterna o directa.

Función relays(int esc, char modo)

La Tabla 8.3 muestra los nuevos estados lógicos para el puerto B, los cuales condicionan el funcionamiento del amperímetro.

SEÑALES EN EL PUERTO B

esc	modo	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0	Hex	Escala
6	-	0	0	0	0	0	0	0	0	00	Relevadores Abiertos
5	1	0	0	1	1	0	0	0	0	30	2 A cd
	2	0	1	0	1	0	0	0	0	50	2 A ca
4	1	0	0	1	0	1	0	0	0	28	200 mA cd
	2	0	1	0	0	1	0	0	0	48	200 mA ca
3	1	0	0	1	0	0	1	0	0	24	20 mA cd
	2	0	1	0	0	0	1	0	0	44	20 mA ca
2	1	0	0	1	0	0	0	1	0	22	2 mA cd
	2	0	1	0	0	0	0	1	0	42	2 mA ca
1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	21	200 µA cd
	2	0	1	0	0	0	0	1	1	41	200 µA ca

Tabla 8.3

Para esta tabla, B6 y B5 determinan si se realiza medición de alterna o directa respectivamente, mientras que de B4 a B0 se establece que escala se activa.

Función lectura(int esc, float m[2])

En esta función, los cambios tienen referencia sólo con la operación para obtener el resultado final de la medición. La ecuación utilizada en todas las escalas está definida como

$$corriente = \frac{medición}{R_s}$$

donde la variable **medición** posee la información enviada por el convertidor y R_E es la resistencia presente en la escala activa.

Función imprimir(float med[2])

La única modificación en esta función, es el letrero que se imprime, con el propósito de que se muestre "A" (amperes) en lugar de "V" (volts).

Las funciones opcion(), over() y continua() no tienen ningún cambio.

8.4 PROGRAMA PARA MEDICIÓN DE RESISTENCIA

El programa para medición de resistencia, se basa en las siguientes funciones: main(), over(), relays(), opcion(), lectura(), continua() y letrero().

Las funciones over(), opcion() y continua() operan de la misma forma que en los programas anteriores. La función letrero() es nueva y las tres restantes funciones previamente utilizadas tiene cambios, tal como, se distingue en el listado del programa.

Listado OHM.C

```
# include <stdio.h>
# include <dos.h>
# include <conio.h>

main()
{
  unsigned char palabra_control=0x99;
  int puerto_control=0x307;
  int overflow=0x00;
  int escala=7;
  int s=1;
  int esc;
  char op;

  clrscr();
  outportb(puerto_control, palabra_control);
  relays(escala);
  delay(500);
  overflow=over();
  escala=6;
  if(overflow!=0)
  {
    while(s!=0)
    {
      relays(escala);
      delay(500);
      esc=escala;
      if(overflow!=0 && escala!=7)
      {
        escala=lectura(escala);
        if(esc=escala)
        {
          gotoxy(29,10);
          printf("Continuar ...1 \n");
          gotoxy(29,11);
          printf("Salir      ...2 \n");
        }
      }
    }
  }
}
```

```
gotoxy(29,12);
printf("Elegir una opción ");
op=putchar(opcion());
switch(op)
{
    case '1':
        s=1;
        escala=6;
        break;
    case '2':
        s=0;
        escala=7;
        relays(escala);
        break;
}
}
else
{
    if(escala=7)
        s=0;
    else
        printf("Resistencia = 0 ohms\n");
}
}
}
```

over()

```
{
int puerto_c=0x306;
int overflow=0x00;

overflow=inportb(puerto_c);
overflow=overflow & 1;

return(overflow);
}
```

opcion()

```
{
char opcion;
opcion=getch();
while(opcion!= '1' && opcion != '2')
{
    putchar(0x7);
}
```

```
        opcion=getch();
    }
    return(opcion);
}
```

relays(int esc)

```
{
    int puerto_b=0x305;
    unsigned char control_relays;

    switch(esc)
    {
        case 7:
            control_relays=0x00;
            outputb(puerto_b, control_relays);
            break;

        case 6:
            control_relays=0x60;
            outputb(puerto_b, control_relays);
            break;

        case 5:
            control_relays=0x50;
            outputb(puerto_b, control_relays);
            break;

        case 4:
            control_relays=0x48;
            outputb(puerto_b, control_relays);
            break;

        case 3:
            control_relays=0x44;
            outputb(puerto_b, control_relays);
            break;

        case 2:
            control_relays=0x42;
            outputb(puerto_b, control_relays);
            break;
    }
}
```

```
        case 1:
            control_relays=0x41;
            outportb(puerto_b, control_relays);
            break;
    }
}
```

lectura(int esc)

```
{
    int puerto_a=0x304;
    int dig1, dig2, dig3, dig4, uno, dos, tres, cuatro;
    float uno1, dos2, tres3, cuatro4, medicion, resistencia;
    char op;
    int s=1;
```

```
while(s!=0 && !kbhit())
```

```
{
    do
    {
        dig4=inportb(puerto_a);
        cuatro=dig4-16;
        dig4=dig4 & 16;
    }
    while(dig4!=16);
```

```
do
{
    dig3=inportb(puerto_a);
    tres=dig3-32;
    dig3=dig3 & 32;
}
while(dig3!=32);
```

```
do
{
    dig2=inportb(puerto_a);
    dos=dig2-64;
    dig2=dig2 & 64;
}
while(dig2!=64);
```

```

do
{
    dig1=inportb(puerto_a);
    uno=dig1-128;
    dig1=dig1 & 128;
}
while(dig1!=128);

if(dig4==16 && dig3==32 && dig2==64 && dig1==128)
{
    uno=(uno & 8);
    uno1=uno*100;
    dos2=dos*10;
    tres3=tres*1;
    cuatro4=(float)cuatro/10;
    medicion=(uno1+dos2+tres3+cuatro4)/1000;

    switch(esc)
    {
        case 6:
            if(medicion<0.1999 && medicion >0.0096)
            {
                resistencia=400000/(5*medicion-0.04);
                gotoxy(1,10);
                printf("Resistencia = %3.4f ohms \n", resistencia);
                delay(10);
                s=continua();
                if(s==0)
                    esc--;
            }
            else
            {
                if(medicion>=0.1999)
                {
                    esc--;
                    s=0;
                }
                else
                {
                    clrscr();
                    gotoxy(29,10);
                    printf("Circuito Abierto      ...1\n");
                    gotoxy(29,11);
                    printf("Resistencia Mayor a 50 M ...2\n");
                    gotoxy(29,12);
                    printf("Elegir una opción ");
                }
            }
        }
    }

```

```
        op=putchar(opcion());
        if(op=='1');
        else
        {
            s=0;
        }
        clrscr();
    }
}

break;

case 5:
if(medicion<0.1999 && medicion >0.0272)
{
    resistencia=40000/(5*medicion-0.04);
    gotoxy(1,10);
    printf("Resistencia = %3.4f ohms \n", resistencia);
    delay(10);
    s=continua();
    if(s==0)
    esc--;
}
else
{
    if(medicion>=0.1999)
    {
        esc--;
        s=0;
    }
    else
    {
        letrero();
        op=putchar(opcion());
        if(op=='1');
        else
        {
            esc++;
            s=0;
        }
        clrscr();
    }
}

break;
```

```
case 4:
    if(medicion<0.1999 && medicion >0.0272)
    {
        resistencia=4000/(5*medicion-0.04);
        gotoxy(1,10);
        printf("Resistencia = %3.4f ohms \n", resistencia);
        delay(10);
        s=continua();
        if(s==0)
            esc--;
    }
    else
    {
        if(medicion>=0.1999)
        {
            esc--;
            s=0;
        }
        else
        {
            letrero();
            op=putchar(opcion());
            if(op=='1')
            else
            {
                esc++;
                s=0;
            }
            clrscr();
        }
    }
    break;
```

```
case 3:
    if(medicion<0.1999 && medicion >0.0272)
    {
        resistencia=400/(5*medicion-0.04);
        gotoxy(1,10);
        printf("Resistencia = %3.4f ohms \n", resistencia);
        delay(10);
        s=continua();
        if(s==0)
            esc--;
    }
}
```

```
else
{
  if(medicion>=0.1999)
  {
    esc--;
    s=0;
  }
  else
  {
    letrero();
    op=putchar(opcion());
    if(op=='1');
    else
    {
      esc++;
      s=0;
    }
    clrscr();
  }
}

break;

case 2:
if(medicion<0.1999 && medicion >0.0272)
{
  resistencia=40/(5*medicion-0.04);
  gotoxy(1,10);
  printf("Resistencia = %3.4f ohms \n", resistencia);
  delay(10);
  s=continua();
  if(s==0)
  esc--;
}
else
{
  if(medicion>=0.1999)
  {
    esc--;
    s=0;
  }
  else
  {
    letrero();
    op=putchar(opcion());
    if(op=='1');
```

```
        else
        {
            esc++;
            s=0;
        }
        clrscr();
    }
}

break;

case 1:
if((medicion<0.1111 && medicion >0.0272)
{
    resistencia=4/(5*medicion-0.04);
    gotoxy(1,10);
    printf("Resistencia = %3.4f ohms \n", resistencia);
    delay(10);
    s=continua();
    if(s==0)
        esc=7;
}
else
{
    if(medicion>=0.1111)
    {
        printf("Resistencia menor a 7 ohms\n");
        s=0;
    }
    else
    {
        letrero();
        op=putchar(opcion());
        if(op=='1');
        else
        {
            esc++;
            s=0;
        }
        clrscr();
    }
}

break;
}
}
```

```
}  
return(esc);  
}
```

continua()

```
{  
int s1;  
int overflow=0x00;  
  
overflow=over();  
if(overflow!=0)  
s1=1;  
else  
s1=0;  
  
return(s1);  
}
```

letrero()

```
{  
clrscr();  
gotoxy(29,10);  
printf("Circuito Abierto \n");  
gotoxy(29,11);  
printf("SI ...1\n");  
gotoxy(29,12);  
printf("No ...2\n");  
gotoxy(29,13);  
printf("Elegir una opción ");  
}
```

Función principal o main()

El valor con el que se inicializa la variable **escala** es 7, ya que, la medición de resistencia se realiza mediante 6 escalas.

Al igual que en volt.c y amp.c, la programación del PPI se efectúa enviando 99H a la palabra de control, con ello el puerto B es de salida, mientras que A y C son de entrada.

Función relays(int esc)

La diferencia principal en ésta función, es que para su operación, sólo se requiere de la variable **esc**. La elección de cada escala, se basa en las señales enviadas mediante el puerto B, como lo muestra la Tabla 8.4.

SEÑALES EN EL PUERTO B

esc	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0	Hex	Rango de Medición
7	0	0	0	0	0	0	0	0	00	Relevadores Abiertos
6	0	1	1	0	0	0	0	0	60	50 MΩ - 420 kΩ
5	0	1	0	1	0	0	0	0	50	420 kΩ - 42 kΩ
4	0	1	0	0	1	0	0	0	48	42 kΩ - 4.2 kΩ
3	0	1	0	0	0	1	0	0	44	4.2 kΩ - 420 Ω
2	0	1	0	0	0	0	1	0	42	420 Ω - 42 Ω
1	0	1	0	0	0	0	0	1	41	42 Ω - 10 Ω

Tabla 8.4

A partir de ésta tabla, se deriva la siguiente observación. La señal que se envía a través de B6 es para el relevador de entrada al convertidor, por lo tanto, independientemente de que escala se emplee (B5 - B0), la señal en B6 deberá ser 1 lógico, si es que se desea realizar una medición de resistencia.

Función lectura(Int esc)

La función lectura() tiene tres cambios que se encuentran en los case del switch.

- El valor de la resistencia desconocida se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$R_x = \frac{0.04 R_f}{5 \text{Medición} - 0.04}$$

donde R_f es la resistencia de realimentación de cada escala y **medición** es la información obtenida del convertidor. Por ejemplo, para la escala más alta, $R_f = 10 \text{ M}\Omega$, lo que al sustituir en la ecuación dada resulta en:

$$R_x = \frac{400 * 10^3}{5 \text{Medición} - 0.04}$$

tal como se muestra en el case 6.

- Al contrario de lo que se realizaba en los programas anteriores, cuando existe sobreflujo, el valor de **escala** en lugar de incrementarse se decrementa. Esto se debe a que el ohmetro se basa en un amplificador no inversor. De su ecuación (Ec. 7.4), se observa que mientras R_f y V_{ref} se mantengan constantes, al disminuir el valor de R_x , V_S aumenta y si, R_x aumenta, V_S disminuye.
- Si la condición por la cual, la variable **medición** no se encuentra en el rango establecido para cada escala, es que su valor es menor al límite inferior, se llama a la función **letrero()**. Esta función se utiliza para preguntar al usuario, si la condición en ese momento es de circuito abierto. Así, en base a la respuesta obtenida se siguen

realizando mediciones, o se incrementa en 1 la variable *escala* y a *s* se le asigna un 0, con lo cual, se sale de la ejecución de la función *lectura()*.

Función *letrero()*

La finalidad de esta función es determinar si el ohmetro está en circuito abierto o no.

8.5 PROGRAMA PARA MEDICIÓN DE CAPACITANCIA E INDUCTANCIA

Este programa consta de tres funciones. El listado se da a continuación:

Listado L.C.C

```
#include <stdio.h>
#include <dos.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>

main()
{
    unsigned char palabra_control=0x98;
    unsigned char control;

    int puerto_control=0x30B;
    int s=1;
    double f1, f2, f3, e=2;
    double c2=1000, pi=3.141592654;
    double c1, cx, l1, lx;
    char op;

    clrscr();
    outportb(puerto_control, palabra_control);

    while(s!=0)
    {
        gotoxy(1,1);
        printf("Calibración \n");
        sleep(60);
        control=0x11;
        f1=contador(control);
        control=0x15;
        f2=contador(control);
        c1=(pow(f1,e)/(pow(f1,e)-pow(f2,e)))2*c2;
        l1=1/(42*pow(pi,e)*pow(f1,e)*c1);
        printf("Medición de Capacitancia ... 1\n");
        printf("Medición de Inductancia ... 2\n");
    }
}
```

```

printf("Elegir una opción ");
op=putchar(opcion());

if(op=='1')
{
    control=0x19;
    f3=contador(control);
    cx=(pow(f1,e)/(pow(f3,e)-1))*c1;
    printf("Capacitancia = %f ", cx);
}
else
{
    control=0x21;
    f3=contador(control);
    lx=(pow(f1,e)/pow(f3,e)-1)*l1;
    printf("Inductancia = %f ", lx);
}

printf("Continuar ...1\n");
printf("Salir ...2\n");
printf("Elegir una opción ");
op=putchar(opcion());
switch(op)
{
    case '1':
        s=1;
        break;
    case '2':
        s=0;
        break;
}
}
}

```

contador(unsigned char control)

```

{
    int puerto_a=0x308;
    int puerto_b=0x309;
    int puerto_c=0x30A;

    int datee2, datee1, pulsos;
    float frecuencia;

    outportb(puerto_b, control);
    delay(100);
    control++;
    outportb(puerto_b, control);
}

```

```
delay(193);
control=control-2;
outportb(puerto_b, control);
datoe2=inportb(puerto_a);
datoe1=inportb(puerto_c);
datoe1=datoe1 & 240;
datoe1=datoe1 * 16;
pulsos=datoe2 + datoe1;
frecuencia=pulsos/0.2;
```

```
return(frecuencia);
}
```

opcion()

```
{
char opcion;
opcion=getch();
while(opcion != '1' && opcion != '2')
{
    putchar(0x7);
    opcion=getch();
}
}
```

```
return(opcion);
}
```

Función principal o main()

En base a la serie de instrucciones que se explican, se mide capacitancia e inductancia.

- Inicialización del PPI # 2, para que los puertos A y C_H sean de entrada y los puertos B y C_L de salida. Para ello, se envía 98H a la palabra de control. La dirección de éste puerto es 30BH.
- Mientras la variable s sea diferente de cero se realizan las siguientes operaciones:
 - Mostrar "Calibración" en la pantalla.
 - La función de biblioteca sleep(60), se ejecuta para que el circuito de oscilación se estabilice.
 - Medir f_1 , que es la frecuencia que se genera con el circuito tanque formado por L_1 y C_1 . Esto se hace llamando a la función **contador()** con 11H.
 - Medir f_2 , que es la frecuencia con C_2 conectado al circuito tanque original. Llamando a la función **contador()** con 15H.
 - Cálculo de C_1 con la ecuación (7.8).
 - Cálculo de L_1 con la ecuación (7.9).
 - Elección de medición, es decir, capacitancia o inductancia.
 - Si la variable **op** es 1, se mide la capacitancia, para lo cual se realiza:

- Medición de f_3 , mediante el llamado de la función **contador()** con 19H.
- Cálculo de C_x , con la ecuación (7.13).
- Mostrar el resultado de la medición en pantalla.
- Para **op** igual a 2, se mide inductancia mediante:
 - Medición de f_3 , con 21H en la función **contador()**.
 - Cálculo de L_x , con la ecuación (7.11).
 - Impresión del resultado en pantalla.
- Después de realizada la medición elegida, se pregunta al usuario si desea tomar otra medición o salir.
 - Si se elige continuar, la variable **s** permanece en 1 y el bucle se ejecuta nuevamente.
 - Para la opción salir, **s** toma el valor de 0 y termina la ejecución del programa.

Función **contador(unsigned char control)**

La operación de ésta función, se ejecuta con base a la Tabla 8.5. En ella, se muestran los diferentes valores que puede tomar la variable **control**, así como, la condición de operación que establece cada una de ellas.

SEÑALES EN EL PUERTO B

B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0	Hex	Frecuencia	Operación	Circuito Tanque
0	0	0	1	0	0	0	1	11		Reset	
0	0	0	1	0	0	1	0	12	f_1	Pulso de Muestreo	L_1 y C_1
0	0	0	1	0	0	0	0	10		Reset	
0	0	0	1	0	1	0	1	15		Reset	
0	0	0	1	0	1	1	0	16	f_2	Pulso de Muestreo	L_1 , C_1 y C_2
0	0	0	1	0	1	0	0	14		Reset	
0	0	0	1	1	0	0	1	19		Reset	
0	0	0	1	1	0	1	0	1A	f_3	Pulso de Muestreo	L_1 , C_1 y C_x
0	0	0	1	1	0	0	0	18		Reset	
0	0	1	0	0	0	0	1	21		Reset	
0	0	1	0	0	0	1	0	22	f_3	Pulso de Muestreo	L_1 , L_x y C_1
0	0	1	0	0	0	0	0	20		Reset	

Tabla 8.5

Del estudio de ésta tabla, se deduce que para la medición de cada frecuencia, es decir, f_1 , f_2 y f_3 , existen tres cambios en la variable **control**. El primer valor se utiliza para resetear a los contadores. El segundo valor, es para enviar el pulso de muestreo, y el tercero detiene el funcionamiento de los contadores.

Una vez que se han enviado estas señales con la secuencia mencionada, se leen las salidas del contador de frecuencia (12 bits) mediante el puerto A y C_H , donde los bits de éste último puerto son los de mayor peso. El número de pulsos totales, se obtiene sumando los datos de los dos puertos. El resultado de esta suma se divide entre 0.2,

Segunda Parte. Diseño del Multímetro Digital.

que es el valor del intervalo de muestreo y mediante ésta operación, se obtiene el valor de la frecuencia. Esta función regresa el valor de la variable *frecuencia* a la función principal.

Función opcion()

Su operación es la misma que en los tres programas anteriores.

9.1 INTRODUCCIÓN

En éste capítulo se proporciona la información necesaria para la instalación, uso y manejo de los elementos que conforman al multímetro digital.

9.2 ELEMENTOS REQUERIDOS

En forma general, el proyecto está integrado por los siguientes elementos:

- **Interfase de comunicación**

Esta consiste de una tarjeta de 8 bits con dos PPI's 8255 y un decodificador 74LS138. Además, con la tarjeta se incluyen dos cables planos a partir de los cuales, están disponibles conexiones a los 3 puertos de cada PPI, junto con señales de tierra y voltajes de +5 V, +12 V y -12 V.

La función de la interfase es el intercambio de señales de control y datos, entre el hardware del multímetro y la PC.

- **Hardware**

El hardware está formado por cuatro módulos independientes que son:

- Circuito de medición de voltaje en cd y ca
- Circuito de medición de corriente en cd y ca
- Circuito de medición de resistencia
- Circuito de medición de capacitancia e inductancia

- **Software**

Este se encarga del control del hardware, así como, del manejo y exhibición de la información obtenida de él. El software está compuesto por cuatro programas, uno para cada circuito de medición. Los nombres de estos programas son: volts.c, amp.c, ohm.c y lc.c, los cuales se encuentran reunidos en un programa principal llamado multdig.c.

- **PC**

La computadora personal que se utilizó en éste proyecto tiene las siguientes características:

- Microprocesador 80486
- 4 Mb de memoria RAM
- Monitor VGA
- Una unidad de disco flexible
- Una ranura de expansión de 8 bits ISA
- Sistema operativo MS-DOS 6.2

Sin embargo, las características mínimas para el empleo del proyecto son:

- Microprocesador 8088
- 640 Kb de memoria RAM
- Monitor monocromático
- Unidad de disco flexible
- Una ranura de expansión de 8 bits ISA
- Sistema operativo MS-DOS 3.3

9.3 INSTALACIÓN

La instalación consta de tres partes que son:

- Instalación de la tarjeta de interfase
La instalación de éste componente requiere que la PC este apagada y se haya retirado su cubierta. Enseguida, se procede a insertar la tarjeta en una ranura de expansión libre.

En la Tabla 9.1, se muestran las direcciones que emplean cada uno de los PPI's presentes en esta tarjeta.

DIRECCIONES DE LOS PUERTOS

PPI	Puerto A	Puerto B	Puerto C	Palabra de Control
# 1	300 H	301 H	302 H	303 H
# 2	304 H	305 H	306 H	307 H

Tabla 9.1

El usuario deberá asegurarse que las direcciones listadas, no estén asignadas a otros dispositivos, ya que ello crearía conflictos en el funcionamiento de la PC y por ende del multímetro digital.

- Instalación del Hardware
La conexión entre el hardware y la PC, se efectúa mediante los dos cables planos que vienen con la tarjeta de interfase. Cada uno de estos cables, consta de 40 hilos y dos conectores del tipo mostrado en la Figura 9.1. Con base a ésta figura, la Tabla 9.2 ilustra la conexión presente en cada hilo.

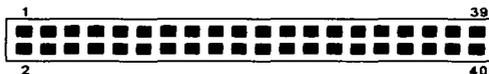


Figura 9.1

CONEXIONES EN EL CABLE PLANO

Conector	Conexión	Conector	Conexión
1	A0	2	C4
3	A1	4	C5
5	A2	6	C6
7	A3	8	C7
9	A4	10	N.C.
11	A5	12	N.C.
13	A6	14	N.C.
15	A7	16	N.C.
17	B0	18	N.C.
19	B1	20	N.C.
21	B2	22	N.C.
23	B3	24	TIERRA
25	B4	26	N.C.
27	B5	28	+ 12 V
29	B6	30	N.C.
31	B7	32	- 12 V
33	C0	34	N.C.
35	C1	36	- 5 V
37	C2	38	N.C.
39	C3	40	+ 5 V

Tabla 9.2

Con el propósito de facilitar las conexiones, cada módulo de hardware tiene asignado un número, de la siguiente forma: medición de voltaje → 1, medición de corriente → 2, medición de resistencia → 3 y medición de capacitancia e inductancia → 4.

El cable plano marcado con 1 está conectado con el PPI # 1 y se emplea con los módulos 1, 2 y 3. Cada uno de éstos módulos, posee un área destinada a la conexión de dicho cable, tal como lo muestra la Figura 9.2.

El otro cable plano etiquetado con 2, se utiliza exclusivamente con el módulo 4, y se encuentra conectado al PPI # 2 (Ver Figura 9.2).

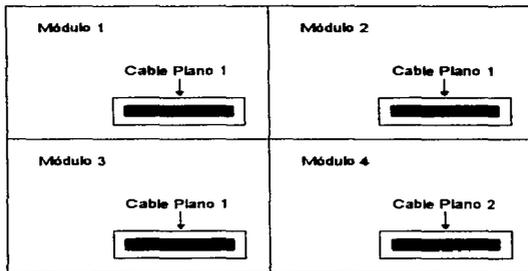


Figura 9.2

Nota:

Esta descripción se ha hecho con el objeto de identificar los módulos de hardware y el cable que utiliza cada uno de ellos. Sin embargo, la conexión deberá realizarse una vez que se ha ejecutado el software. La razón de esta circunstancia, es la programación de los PPI's.

• **Instalación del Software**

Esta acción es opcional, ya que, el software puede ejecutarse desde una unidad de disco flexible o copiarse al disco duro. Si, esto último es lo elegido, bastará copiar del disco original, el archivo multdig.exe al disco duro.

9.4 USO Y MANEJO

Una vez realizada la instalación, el siguiente paso es ejecutar el software. Para ello se requiere teclear:

multdig ↵

Con esto, el programa empieza a cargarse y aparece en la pantalla de la PC, el menú principal.

9.4.1 Menú Principal

Este menú contiene la siguiente información:

**Facultad de Estudios Superiores
Cuautitlán
Ingeniería Mecánica Electricista
Laboratorio de Electrónica
Multímetro Digital**

- 1. Medición de Voltaje**
- 2. Medición de Corriente**
- 3. Medición de Resistencia**
- 4. Medición de Capacitancia e Inductancia**
- 5. Salir**

El acceso a las opciones disponibles, se realiza mediante el teclado, es decir, el usuario deberá pulsar el número que le corresponde a la opción deseada.

Las funciones del menú principal son:

- **Medición de Voltaje**

Al seleccionar esta opción, se realiza la programación del PPI # 1. Por lo tanto, mediante un mensaje, se le indica al usuario que conecte el cable plano 1, en el módulo de medición de voltaje. Este mensaje permanece en la pantalla hasta que el usuario pulse la tecla L, para confirmar la conexión. Con esta última acción, se tiene acceso a un nuevo menú secundario.

- **Medición de Corriente**

Con esta opción, el PPI # 1, se programa para medición de corriente. De tal manera que el cable plano 1, se debe conectar al módulo 2 de hardware. El usuario debe pulsar L después de realizar la conexión. Con ello se tiene acceso al siguiente menú.

- **Medición de Resistencia**

Esta opción es similar a las dos anteriores. El cambio radica en la conexión del cable plano 1 con el módulo 3 del hardware. Nuevamente, se debe pulsar L para confirmar la conexión y entrar a otro menú.

Parte 2. Diseño del Multímetro Digital.

- **Medición de Capacitancia e Inductancia**

La función de ésta opción, es programar el PPI # 2 e indicar al usuario que efectúe la conexión del cable plano 2 con el módulo de medición de capacitancia e inductancia. El menú secundario aparecerá en la pantalla hasta que el usuario pulse la tecla L.

- **Salir**

Esta opción le permite al usuario concluir la ejecución del programa, con previa confirmación.

9.4.2 Menús Secundarios

Estos menús aparecen una vez que el usuario ha realizado la conexión apropiada, en función de la opción elegida.

- **Medición de Voltaje**

Este menú tiene tres opciones, que son:

1. **Voltaje en cd (Máximo 200 V)**
2. **Voltaje en ca (Máximo 200 V)**
3. **Salir**

La opción deseada se elige pulsando la tecla del número que le antecede.

Pulsando 1 o 2, aparece un mensaje que le indica al usuario que conecte las puntas del instrumento en el lugar deseado, con el propósito de realizar la medición. Esta acción deberá de confirmarse pulsando la tecla L. Una vez efectuado lo anterior, el resultado de la medición se presenta en la pantalla de la PC. A partir de este momento, las puntas pueden cambiarse de posición para realizar nuevas mediciones.

Para salir de éste modo de medición continua, el usuario deberá pulsar la tecla S, con lo cual se regresa al menú secundario.

Para regresar al menú principal, el usuario deberá pulsar 3.

- **Medición de Corriente**

Las opciones de este menú son:

1. **Corriente en cd (Máximo 2 A)**
2. **Corriente en ca (Máximo 2 A)**
3. **Salir**

Las acciones que se ejecutan después de pulsar el número de la opción deseada, son iguales a las del menú de medición de voltaje.

• **Medición de Resistencia**

En éste menú están disponibles las siguientes opciones:

1. **Conexión del componente (50 M Ω a 10 Ω)**
2. **Salir**

La opción etiquetada con 1, habrá de elegirse siempre y cuando el usuario haya conectado el componente a medir entre las puntas del instrumento. Una vez pulsado 1, el resultado de la medición se mostrará en la pantalla y podrán ejecutarse cambios para realizar otras mediciones.

Si el usuario decide concluir esta sesión, deberá oprimir la tecla S. Esta acción regresa al menú de dos opciones.

La opción Salir, se elige pulsando 2 y ello provoca el regreso al menú principal.

• **Medición de Capacitancia e Inductancia**

La estructura de éste menú es:

1. **Medición de Capacitancia (Máximo 1 μ F)**
2. **Medición de Inductancia (Máximo 100 mH)**
3. **Salir**

La primera vez que se entra a éste menú, aparece un mensaje de calibración que permanece en la pantalla durante 60 s.

La opción 1 o 2, deberá elegirse una vez que el usuario haya conectado el componente a medir entre las puntas del instrumento. Enseguida, se muestra en la pantalla el valor del componente y se regresa al menú anterior.

La tercera opción denominada Salir, regresa al usuario al menú principal.

CONCLUSIONES

Al finalizar la presente tesis, el multímetro digital efectúa mediciones de voltaje y corriente en cd y ca, así como de resistencia, capacitancia e inductancia.

Las características generales del instrumento son:

- Velocidad de 4 lecturas por segundo
- Selección automática de rango
- Detección de sobre rango.
- Polaridad automática
- Exactitud del $\pm 1\%$
- Resolución de 3 ½ dígitos
- Su portabilidad se hace efectiva, siempre y cuando, se cuente con una PC con bus de expansión ISA.
- No requiere de alimentación externa, ya que ésta, se obtiene directamente de la PC.

Las especificaciones para cada sección del multímetro son las siguientes:

Voltaje en cd

Impedancia de entrada: 100 M Ω

Rango: 0 - 200 V

Escalas: 6

Resolución por escala:

250.0 mV	0.1 mV
1.000 V	0.001 V
2.500 V	0.001 V
10.00 V	0.01 V
50.00 V	0.01 V
200.0 V	0.1 V

Corriente en cd

Rango: 0 - 2 A

Escalas: 5

Resolución por escala:

200.0 μ A	0.1 μ A
2.000 mA	0.001 mA
20.00 mA	0.01 mA
200.0 mA	0.1 mA
2.000 A	0.001 A

Parte 3. Conclusiones y Bibliografía.

Voltaje en ca

Rango: 0 - 200 V rms

Escalas: 6

Resolución por escala:

250.0 mV	0.1 mV
1.000 V	0.001 V
2.500 V	0.001 V
10.00 V	0.01 V
50.00 V	0.1 V
200.0 V	0.1 V

Corriente en ca

Rango: 0 - 2 A rms

Escalas: 5

Resolución por escala:

200.0 μ A	0.1 μ A
2.000 mA	0.001 mA
20.00 mA	0.01 mA
200.0 mA	0.1 mA
2.000 A	0.001 A

Conversión de alterna: Acopiado en ca, respuesta promediada, calibrado para leer el valor eficaz (RMS) de una entrada de onda senoidal.

Respuesta en frecuencia: 40 Hz a 5 kHz

Resistencia

Rango: 10 Ω - 50 M Ω

Escalas: 6

Resolución por escala:

42.00 Ω	0.01 Ω
420.0 Ω	0.1 Ω
4.200 k Ω	1 Ω
42.00 k Ω	10 Ω
420.0 k Ω	100 Ω
50.00 M Ω	10 k Ω

Capacitancia

Rango: 1 pF - 1 μ F

Escalas: 1

Tipo de capacitor: no polarizado

Inductancia

Rango: 1 mH - 100 mH

Escala: 1

De éstas características se establece:

1. El instrumento satisface la exactitud requerida dentro de su área de aplicación.
2. El usuario sólo es responsable de la elección del modo de medición, así como, de su ejecución. Es decir, no interviene en la selección de rango. Por lo tanto, se garantiza que la medición siempre se realiza en la escala más adecuada.
3. Para mediciones donde está involucrada la polaridad, la colocación de las puntas del instrumento es indistinta, ya que, el multímetro tiene polaridad automática.
4. La razón principal que fundamenta el uso didáctico de éste instrumento, es su diseño modular, el cual permite su implementación en forma conjunta o por secciones. Esto, a su vez implica, que la modificación de una o varias partes del multímetro, no afecta el comportamiento de las secciones restantes.

Por lo tanto, con base a ésta característica, algunas propuestas son:

- Modificación por hardware, en la cual es deseable aplicar un método de medición distinto al original, con el propósito de efectuar comparaciones en cuanto a simplicidad del diseño, exactitud y costo. Es importante considerar que una modificación de éste tipo implica un cambio del software.
- Empleando, el hardware existente, realizar modificación por software, donde es recomendable utilizar otros lenguajes como Pascal o ensamblador.
- Integración de una o varias secciones del diseño a un sistema de mayor complejidad, donde intervenga algún tipo de transductor eléctrico.

De lo mencionado, lo más importante, es presentar al usuario, un proyecto versátil, ya que, además de involucrar conocimientos de diversas materias en un mismo diseño, no está restringido a una sola aplicación.

5. El costo aproximado del diseño es:

Tarjeta de Interfase	\$ 300.00
Circuitos de Medición	\$ 800.00
Total	\$ 1,100.00

Parte 3. Conclusiones y Bibliografía.

Este costo es razonable, considerando las capacidades del instrumento así como, un mayor aprovechamiento de los recursos de la PC. Por ejemplo, se puede diseñar un software, que permita la captura de las mediciones, para efectuar diversas tareas como: tratamiento estadístico de los datos, imprimir la información e incluso graficar su comportamiento.

6. Este diseño es susceptible de mejora, ya sea, por hardware o por software.

Hardware

- Ampliar los rangos de medición, agregando más escalas.
- Aumentar la velocidad del convertidor A/D MC14433.
- Utilizar en forma conjunta, los dos rangos de voltaje de entrada que tiene el convertidor A/D MC14433.
- Cambiar el convertidor de ca a cd, por un convertidor rms verdadero. Ejemplos de éste tipo de circuito son: LH0091 de National Semiconductor o el AD636 y AD637 de Analog Devices.
- Utilizar, ya sea un divisor de frecuencia programable o un convertidor de frecuencia a voltaje, en el circuito de medición de capacitancia e inductancia.
- Obtener una mayor resolución, cambiando el convertidor A/D de 3 ½ dígitos por uno de 3 ¾ dígitos. Un convertidor con ésta característica, es el ADD3701 de National Semiconductor.

Estas sugerencias son consecuencia de tres circunstancias: 1) la aplicación inicial del proyecto, 2) la existencia de diversas técnicas de medición y 3) la carencia de circuitos y componentes en el mercado nacional, los cuales hubiesen permitido un diseño más compacto y/o económico.

Software

El mejoramiento del software, se basa en la existencia de diferentes técnicas de programación y lenguajes que hacen posible un mejor manejo y presentación de la información.

Barkakati, Maba
The Waite Group's
Turbo C++ Bible
SAMS
1990

Brey, Barry B.
Los Microprocesadores Intel
Tercera Edición
Prentice Hall
México, 1995

Coombs, C.
Basic Electronic Instrument Handbook
Mc Graw Hill
México, 1972

Cooper, William D.
Instrumentación Electrónica Moderna y Técnicas de Medición
Prentice Hall
México, 1991

Coughlin, Robert F.
Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales
Cuarta Edición
Prentice Hall
México, 1993

Fairchild
TTL Databook
1985

Hogan, Thom
The Programmer's PC Source Book
Segunda Edición
Microsoft Press
1991

Holman, Jack P
Métodos Experimentales para Ingenieros
Segunda Edición
Mc Graw Hill
México, 1990

Parte 3. Conclusiones y Bibliografía.

Intel

Component Data Catalog
1980

Jung, Walter G.

IC Converter Cookbook
SAMS
1980

Minaei, Mark

Guía Completa de Mantenimiento y Actualización de la PC
Segunda Edición
Ventura Ediciones
México, 1994

Morris, Mano M.

Lógica Digital y Diseño de Computadores
Prentice Hall
México, 1991

Motorola

Special Functions
1990

National Semiconductor

CMOS Databook
1990

National Semiconductor

Linear Databook
1985

National Semiconductor

Linear Applications Handbook
1990

Nichols, Joseph C.

Programación e Interfases
Alfaomega - Marcombo
México, 1992

Rosch, Winn L.

The Winn L. Rosch Hardware Bible
Brady Publishing
1992

Schildt, Herbert
C Manual de Referencia
Segunda Edición
Mc Graw Hill
México, 1993

Schildt, Herbert
Programación en Turbo C
Segunda Edición
Mc Graw Hill
México, 1991

Stout, M. B.
Mediciones Eléctricas Básicas
Prentice Hall
México, 1980

Tocci, Ronald I
Sistemas Digitales
Quinta Edición
Prentice Hall
México, 1993

Wolf, Stanley
Guía para Mediciones Electrónicas y Prácticas de Laboratorio
Prentice Hall
México, 1992