

40
Zej



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MEDIDOR
DIGITAL DE IMPEDANCIAS

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE :
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N :

ROBLES MALDONADO GUILLERMO

VALENCIA LOPEZ RICARDO

DE LA CRUZ GOMEZ ROMAN MARIO

Dir. Ing. Alejandro A. Alvarado C.

México, D.F.

1987





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 está 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.

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MEDIDOR
DIGITAL DE IMPEDANCIAS

INTRODUCCION	1
CAPITULO 1 IMPORTANCIA DEL DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MEDIDOR DIGITAL DE IMPEDANCIAS	
1.1 Concepto de Impedancia	3
1.2 Aplicaciones del Medidor Digital de Impedancias	10
CAPITULO 2 FUNDAMENTOS TEORICOS DE LOS PRINCIPALES METODOS DE MEDICION DE IMPEDANCIAS	
2.1 Métodos Directos de Medición de Impedancias	13
2.2 Métodos por Comparación	15
2.3 Métodos de Resonancia	34
2.4 Medición de Capacitancia por División de Frecuencia	40
2.5 Método por Codificación de Tiempo	43
2.6 Método por Detección de Componentes en Cuadratura	46
CAPITULO 3 DISEÑO Y FUNCIONAMIENTO INTERNO	
3.1 Descripción General del Circuito	51
3.2 Oscilador	56
3.3 Etapa Sensora	65
3.4 Convertidor de Señales	74
3.5 Detectores de Componentes (DC-1 y DC-2)	77
3.6 Circuito para el Cálculo del Factor de Disipación	91
3.7 Convertidor Analógico-Digital	113
3.8 Circuito Lógico de Control	119
3.9 Fuente de Poder	127

3.10	Diagramas del M.D.I.	129
CAPITULO 4	ESPECIFICACION Y MANEJO DEL MEDIDOR DIGITAL DE IMPEDANCIAS	
4.1	Selectores e Indicadores	134
4.2	Rangos de Medición	137
4.3	Manejo del M.D.I.	138
CONCLUSIONES		144
BIBLIOGRAFIA		151

INTRODUCCION

La presente tesis es un trabajo que condensa en sus líneas las características de diseño, funcionamiento, estructura, modo de operación, ventajas y limitaciones del prototipo de un Medidor Digital de Impedancias.

Inicia el Capítulo 1 enunciando las razones que demandaron su diseño, las características generales del instrumento y un resumen de los conceptos generales del parámetro que mide, la impedancia. Cabe mencionar que el instrumento diseñado, y en general la mayoría de los medidores de impedancia, no miden el valor de la impedancia en sí sino el de los elementos que la componen, los cuales son cantidades más reales y más representativas de las características de un circuito o elemento eléctrico.

En el Capítulo 2 se da una relación de los principales métodos utilizados para la medición de impedancias, su principio de funcionamiento y sus limitaciones.

En el Capítulo 3 se explica primero, en forma general, el funcionamiento interno del Medidor Digital de Impedancias; enseguida se hace un análisis detallado de los bloques que lo integran con el manejo de las señales y expresiones matemáticas que definen su funcionamiento respectivo. Así mismo se justifica la selección de los elementos y circuitos integrados que componen los bloques.

En el capítulo 4 se presentan las especificaciones y los rangos de medición del M.D.I. Se indica la forma correcta de su manejo así como las condiciones y precauciones que deben seguirse para efectuar las mediciones.

En las conclusiones se dan los por menores de cuán positivo resultó el desarrollo de este trabajo. Los resultados y porcentajes de error alcanzados por el M.D.I. en sus mediciones. Detalles referentes a las dificultades en la selección del método, modificaciones del mismo, pruebas e implementación del circuito. Así como la experiencia adquirida en el desarrollo de la tesis, observaciones y comentarios.

1. IMPORTANCIA DEL DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MEDIDOR DIGITAL DE IMPEDANCIAS

1.1 Concepto de Impedancia

La impedancia que presenta todo circuito eléctrico cuando es excitado por una señal alterna, es un parámetro que determina su comportamiento en el dominio de la frecuencia. Se define como la oposición que presenta todo dispositivo o circuito eléctrico al paso de la corriente alterna.

Idealmente se puede considerar que existen dos tipos de circuitos eléctricos: Los circuitos puramente resistivos y los circuitos puramente reactivos. En los circuitos puramente resistivos su resistencia constituye la única oposición al flujo de la corriente eléctrica. En los circuitos puramente reactivos la oposición a la corriente la presenta su inductancia o capacitancia en forma de reactancia.

En el caso de la resistencia, ésta es una propiedad intrínseca del circuito y es independiente del voltaje o la corriente eléctrica. Sin embargo la reactancia es proporcional a la frecuencia del voltaje aplicado; además, aunque hay una caída de voltaje cuando fluye corriente ya sea a través de una resistencia o de una reactancia la relación de fase entre la corriente y el voltaje es diferente en una y en otra (de hecho en una resistencia para el defasamiento entre la corriente y el voltaje es cero), y consecuentemente sus

efectos son diferentes también.

De esta manera, la oposición total al flujo de la corriente eléctrica en circuitos resistivos, inductivos o capacitivos no se expresa en función de la resistencia ni de la reactancia; en lugar de ello se utiliza la cantidad denominada impedancia. La impedancia se mide en ohms y generalmente se designa por la letra Z.

Como la fuente alterna de alimentación más común en los circuitos eléctricos es la excitatriz sinusoidal, existe un método para representar una respuesta sinusoidal por medio de simbolismos a base de números complejos llamado transformada fasorial o simplemente fasor. Trabajando con fasores en lugar de con derivadas e integrales sinusoidales se consigue una simplificación verdaderamente notable en el análisis sinusoidal en régimen permanente de los circuitos resistivos o reactivos.

Una corriente o tensión sinusoidal con una frecuencia dada está caracterizada por sólo dos parámetros: Amplitud y ángulo de fase. Por ejemplo, si la forma sinusoidal para la respuesta de corriente está dada por:

$$I = I_m \cos(\omega t + \phi)$$

su respuesta en forma compleja:

$$I = I_m e^{j(\omega t + \phi)}$$

en forma abreviada:

$$I = I_m \angle \phi$$

Una vez que se especifica I_m y ϕ , la corriente queda completamente definida.

Para todas las partes o elementos de cualquier circuito lineal operando en régimen permanente sinusoidal con una sola frecuencia ω , cada una de las corrientes y voltajes puede ser completamente caracterizado si se conoce su amplitud y ángulo de fase.

La impedancia, por lo tanto, se puede representar por un número complejo o fasor:

$$Z = R + jX$$

donde R es la resistencia efectiva (resistencia de c.a.) y corresponde a la componente real o disipativa de la impedancia y X es la componente reactiva o reactancia, y representa los elementos de almacenamiento de energía.

También se puede expresar la impedancia en forma polar:

$$Z = |Z|e^{j\phi} = |Z|(\cos \phi + j \operatorname{sen} \phi)$$

donde:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad \text{y} \quad \phi = \tan^{-1} \frac{X}{R}$$

el ángulo de defasamiento ϕ representa el atraso o adelanto que presenta la corriente respecto al voltaje aplicado.

En un circuito eléctrico pueden presentarse dos formas de almacenamiento de energía. Una de ellas se debe al efecto inductivo del mismo, es decir, al fenómeno de inducción de flujo magnético que se produce cuando circula una corriente variable a través de él. La otra se debe al efecto capacitivo o capacidad de almacenamiento de carga eléctrica cuando se establece una diferencia de potencial entre sus terminales. Estas dos características constituyen la componente reactiva de la impedancia y se presentan

en todo elemento o circuito eléctrico inductivo-capacitivo (circuito puramente reactivo). De esta manera la reactancia se expresa como:

$$X = (\omega L - \frac{1}{\omega C})$$

donde L y C representan la inductancia y capacitancia respectivamente.

Como se había explicado anteriormente, la impedancia es un parámetro que no sólo depende de la resistencia, inductancia y capacitancia del elemento o circuito sino de la frecuencia del voltaje aplicado. Así en corriente directa (frecuencia cero), la parte compleja de la impedancia toma el valor cero para el efecto inductivo, o infinito para el efecto capacitivo.

De todo lo anterior se puede concluir que en los circuitos eléctricos la medición de la impedancia es tan importante como la medición de voltajes o corrientes debido a que nos informa de las pérdidas y almacenamiento de energía eléctrica del circuito cuando es alimentado por una señal de voltaje sinusoidal y de frecuencia constante.

En muchas mediciones es ventajoso utilizar el concepto de admitancia, el término recíproco de la impedancia. La admitancia se expresa como:

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{I}{V} = G + jB$$

donde G es la conductancia y B la susceptancia.

Sin embargo, la medición directa de la impedancia presenta muchas dificultades que la hacen difícil de realizar, por ello se han utilizado varios métodos que proporcionan la medición de la resistencia, capacitancia e inductancia como opciones para

determinar la impedancia en forma indirecta. De hecho, la cuantificación de la resistencia, capacitancia e inductancia representan valores más útiles en la determinación del comportamiento de un circuito que la impedancia en sí, pues, como ya se vió, la impedancia es función de la frecuencia.

En la medición de capacitancias e inductancias existen dos parámetros importantes que se deben tomar en cuenta; la resistencia de fuga en capacitores y el factor de calidad en inductores.

Resistencia de fuga .- Teóricamente, la corriente que fluye en un circuito capacitivo puro resulta de la carga y descarga del elemento capacitivo. El dieléctrico, que es un aislante, debe evitar el paso de cualquier corriente entre las placas, excepto cuando ocurre la ruptura si se le aplica un voltaje elevado. Sin embargo, no existe un aislante perfecto. Aun el mejor dieléctrico tiende a conducir corriente, Por tanto, el dieléctrico tiene un valor de resistencia alto conocido como resistencia de fuga la cual deja pasar cierta corriente denominada de fuga. La resistencia de fuga tiende a reducir el valor de la capacitancia. En un buen capacitor la resistencia de fuga generalmente es del orden de megohms y puede hacerse caso omiso de ella en la mayoría de las aplicaciones; pero al envejecer el capacitor, la resistencia de fuga se puede reducir al punto en que el capacitor funcionará igual que un resistor. Generalmente se encontrará que la resistencia de fuga es más baja en capacitores de alto valor que en capacitores de bajo valor.

Estrictamente hablando, todo capacitor presenta además efectos

inductivos los cuales se hacen más notorios en altas frecuencias. El circuito equivalente del modelo real de un capacitor se muestra en la figura 1.1 .

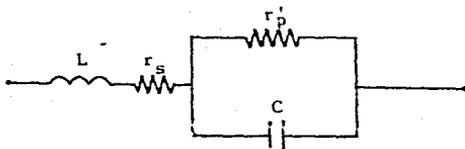


Fig. 1.1

Sin embargo, para efectos prácticos, la resistencia equivalente de r_s y r'_p se reduce a la resistencia de fuga del capacitor conectada en paralelo a la capacitancia del mismo, y la inductancia se puede despreciar. quedando el modelo como el que se muestra en la figura.1.2

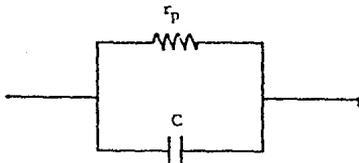


Fig. 1.2

Un parámetro que relaciona esta resistencia equivalente con el valor de la reactancia capacitiva es el Factor de Disipación (D) y está dado por la expresión:

$$D = \frac{X_C}{R_p} = \frac{1/\omega C}{1/G_p} = \frac{G_p}{\omega C}$$

Factor de Calidad o de Mérito (Q).- Como se sabe, todo inductor presenta cierta resistencia, de manera que se comportará como un circuito serie RL cuando se conecte a una fuente de voltaje (figura 1.3).



Fig 1.3

Físicamente es imposible medir independientemente el voltaje en la resistencia del inductor y el voltaje en la inductancia. Sin embargo, matemáticamente puede suponerse que tanto la resistencia como la inductancia son magnitudes independientes en serie entre sí y que las dos caídas de potencial se pueden calcular. Es obvio que cuanto menor sea la resistencia del inductor, éste se comportará como un inductor perfecto y se encontrará que a veces es conveniente comparar inductores o bobinas en relación con cuanto se aproximen al inductor perfecto. Esto se hace calculando la relación de la reactancia inductiva a la resistencia. Esta relación recibe el nombre de Factor de Calidad Q del inductor o bobina y está dado por:

$$Q = \frac{X_L}{R}$$

Puesto que la resistencia suele ser constante, despreciando los efectos de corriente circulante y que la reactancia cambia con

la frecuencia, Q variará en la misma forma. Por lo tanto, cuando se comparan bobinas en relación con su Q , los valores de Q deben entenderse para la misma frecuencia.

1.2 Aplicaciones del Medidor Digital de Impedancias

La medición de impedancias mediante los métodos tradicionales de comparación (puentes eléctricos) es una tarea lenta y poco cómoda que presenta, además, ciertas limitaciones.

Actualmente, la creciente demanda en la industria por métodos rápidos y directos de medición de impedancias y el acelerado avance tecnológico en la electrónica han dado como resultado el desarrollo de nuevas técnicas de medición.

En México, el diseño de instrumentos de medición se ha limitado solamente a la implementación de dispositivos que se han utilizado para fines de uso común. Particularmente, en nuestro país no se diseñan instrumentos medidores de impedancias; esto, como una viva imagen de la dependencia tecnológica que se padece y a obligado la importación de dichos dispositivos. Esta situación implica que se presente la dificultad en la reparación, mantenimiento y adquisición de refacciones de dichos aparatos.

Por otro lado, la mayoría de los instrumentos importados presenta diseños tan sofisticados que muchas de las ventajas que ofrecen no son aprovechables para el uso que se les ha destinado, en adición al alto costo de adquisición.

En el laboratorio de Electricidad y Magnetismo de la Facultad

de Ingeniería la medición de resistencias, inductancias y capacitancias para el desarrollo de prácticas y proyectos ha requerido la importación de medidores de impedancias. Sin embargo, en la actualidad, debido a la reducción en el presupuesto en la U.N.A.M., el alto costo de importación de los medidores y los problemas de mantenimiento de los mismos obligó la búsqueda de otro camino para resolver el problema.

El diseño del Medidor Digital de Impedancias surge como la alternativa idónea para solventar el problema.

El Medidor Digital de Impedancias es un instrumento práctico y versátil. Realiza mediciones rápidas y directas de resistencia, conductancia, inductancia y capacitancia; así como mediciones del Factor de Disipación D para capacitores o el inverso del Factor de Calidad Q para inductores. Su principio de funcionamiento se basa en el Método de Detección de Componentes en Cuadratura (capítulo 2) con adaptaciones que lo hacen un modelo original.

Su costo de implementación es bajo. Su diseño permite un fácil y económico mantenimiento; las partes y circuitos integrados que lo componen se pueden adquirir en el mercado nacional.

El diseño del Medidor Digital de Impedancias no pretende compararse con los medidores existentes en el mercado, la finalidad primera de su creación fue la de satisfacer las necesidades que demanda el laboratorio de Electricidad y Magnetismo, sin embargo sus características de diseño le permiten ser útil en otros laboratorios de la Facultad de Ingeniería tales como los de las

asignaturas de Análisis de Circuitos Eléctricos, Medición e Instrumentación, etc., donde se requiere mediciones de R, L y C. Pero la capacidad del Medidor Digital de Impedancias es tal que, debido a la rapidez y exactitud de sus mediciones, así como su bajo costo de implementación, puede ser reproducido en serie para satisfacer necesidades que demande la industria u otras escuelas de nivel superior.

2. FUNDAMENTOS TEORICOS DE LOS PRINCIPALES METODOS DE MEDICION DE IMPEDANCIAS

En este capítulo se presentan los principios básicos en que se fundamentan los métodos de medición de impedancia, los parámetros que miden y sus características generales. Se inicia enunciando los métodos directos empleados en la medición de impedancias. Posteriormente se analizan los métodos de comparación: el método por división de voltaje y los métodos tipo puente, con sus variantes, ventajas y limitaciones. Finalmente se analiza el método de resonancia y los métodos modernos, los cuáles, por sus características se implementan con dispositivos electrónicos, por lo que son utilizados en los actuales instrumentos de medición de impedancias.

2.1 Métodos Directos de Medición de Impedancias

2.1.1 Método del Voltmetro-Ampérmetro

Es un método simple e improvisado que se utiliza en la medición de resistencias y consiste en medir la corriente y el voltaje aplicado a un resistor de valor desconocido. Este método (figura 2.1) raramente se utiliza en instrumentación porque depende de la precisión de dos "medidores" y requieren de un cálculo adicional. Tanto la medición de voltaje como la de corriente están sujetos a error; en la figura 2.1.1 el voltaje medido incluye la caída de voltaje en el ampérmetro y en la figura 2.1.2 la corriente medida incluye la corriente en el voltmetro.

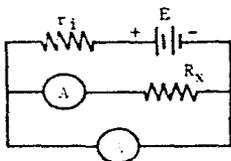


Fig. 2.1.1'

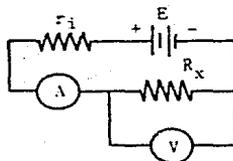


Fig. 2.1.2

2.1.2 Método del Voltmetro-Ampérmetro-Wáttmetro

Este método es análogo al anterior, ahora la fuente proporciona una señal alterna, con lo cuál el cálculo de la relación voltaje a corriente medidos proporciona la magnitud de la impedancia desconocida. Para determinar cada una de las componentes de la impedancia (resistencia y reactancia), es necesario el uso de un medidor de fase o un wáttmetro con el cuál se obtiene un valor proporcional a $|X| |R| \cos \theta$.

Este método al igual que el anterior presenta las mismas desventajas, es decir, requiere de cálculos adicionales y presenta errores en las mediciones. Su implementación se presentan en la figura 2.2.

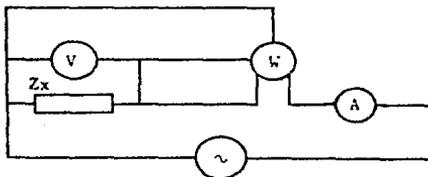


Fig. 2.2

2.2 Métodos de Comparación

2.2.1 Métodos por División de Voltaje

El método, basado en un divisor de voltaje, consiste en colocar la impedancia desconocida en serie con una impedancia patrón o estandar (figura 2.3). De este circuito, si son medidos los voltajes de cada una de las impedancias, la relación de voltajes será igual a la relación de impedancias, de donde se obtiene el valor de la impedancia desconocida Z_x .

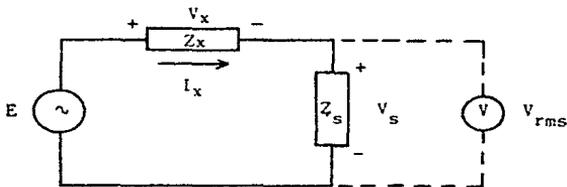


Fig. 2.3

Del circuito anterior se tiene lo siguiente:

$$V_x = Z_x I_x \quad (2.1)$$

$$V_s = Z_s I_x \quad (2.2)$$

de donde

$$Z_x = Z_s \frac{V_x}{V_s} \quad (2.3)$$

o bien, puede determinarse mediante un divisor de voltaje en Z_s :

$$V_s = E \frac{Z_s}{Z_s + Z_x} \quad (2.4)$$

de donde si E , V_s y Z_s son conocidos:

$$Z_x = \frac{Z_s (E - V_s)}{V_s} \quad (2.5)$$

Este método tiene la desventaja de que sólo puede determinar la magnitud de la impedancia y no sus componentes (resistencia y reactancia); adicionalmente se requiere de dos mediciones para llevar a cabo esto.

2.2.2 Métodos Tipo Puentes

Un medidor tipo puente o puente de impedancias es un circuito eléctrico que se emplea ampliamente en el campo de la medición. Existen diferentes configuraciones para medir resistencias, capacitancias e inductancias.

En la figura 2.4 se muestra el diagrama de un circuito puente típico. Lo constituyen cuatro impedancias (Z_1 , Z_2 , Z_3 y Z_4) colocadas cada una en cada lado del cuadrilátero ABCD. En los extremos de una de sus diagonales (BD) se encuentra conectada una fuente de voltaje (e), mientras que en los puntos extremos de la otra diagonal (AC) se encuentra conectado un detector de corriente (Det.).

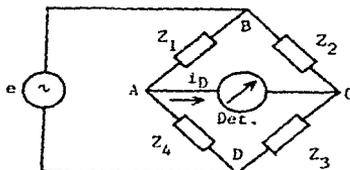


Fig. 2.4

La fuente de alimentación puede ser de corriente continua (cc) o de corriente alterna (ca), dependiendo del elemento a medir. Se utilizará una fuente de cc para elementos resistivos o una fuente de ca para elementos resistivos o reactivos.

En el caso de la fuente de ca, ésta debe producir una señal sinusoidal de amplitud y frecuencias fijas. El detector debe ser

un dispositivo cuya característica sea, muy sensible a la corriente eléctrica.

El circuito puente se clasifica como instrumento de medición por comparación; el elemento desconocido se conecta en uno de los brazos del circuito, se compara con elementos de valores conocidos, y a partir de esto se determina su valor.

El proceso de comparación se efectúa hasta cuando el puente alcanza un estado de equilibrio, momento en el cual se determina el valor de la impedancia desconocida. El equilibrio del puente se tiene cuando la corriente que fluye por el detector es nula - ($i_D = 0$). es decir, según la figura 2.4, cuando $V_A = V_C$.

Para conocer la relación que guardan las impedancias del circuito puente en el instante de equilibrio se tiene:

Como $V_A = V_C$ en el equilibrio, entonces $V_{BA} = V_{BC}$, es decir:

$$i_1 Z_1 = i_2 Z_2 \quad (2.6)$$

de igual manera para $V_{AD} = V_{CD}$

$$i_1 Z_4 = i_2 Z_3 \quad (2.7)$$

de la ecuación (2.6)

$$i_1 = i_2 \frac{Z_2}{Z_1} \quad (2.8)$$

sustituyendo la ec. (2.8) en la ec. (2.7)

$$i_2 \frac{Z_2}{Z_1} Z_4 = i_2 Z_3 \quad (2.9)$$

por lo tanto

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_3}{Z_4} \quad (2.10)$$

utilizando el concepto de admitancia ($Y = 1/Z$)

$$Y_1 Y_3 = Y_2 Y_4 \quad (2.11)$$

Estas relaciones son importantes, ya que de ellas puede obtenerse fácilmente el valor de una impedancia desconocida, pues, de las cuatro impedancias que forman el circuito puente, tres de ellas son conocidas.

Generalmente dos de las impedancias conocidas son resistencias fijas. Si estas resistencias fijas (R_a y R_b) se colocan en dos brazos adyacentes al circuito puente. Es decir en lugar de Z_1 y Z_4 respectivamente, la condición de equilibrio en este caso es:

$$\frac{Z_2}{Z_3} = \frac{R_a}{R_b} \quad (2.12)$$

Como la relación R_a/R_b es un número real, necesariamente Z_2/Z_3 deberá ser también real, esto quiere decir, que las impedancias Z_2 y Z_3 son de la misma naturaleza, tienen el mismo argumento y sus módulos corresponden a la relación R_a/R_b . Por lo tanto los puentes con este tipo de arreglo pueden comparar dos impedancias de la misma naturaleza, inductancias, capacitancias o resistencias.

Si ahora en el puente (figura 2.4), las resistencias conocidas, (fijas) son colocadas en brazos opuestos sin ningún punto en común, por ejemplo en Z_1 y Z_3 respectivamente, se tiene como condición de equilibrio:

$$Z_2 Z_4 = R_a R_b \quad (2.13)$$

Como el producto $R_a R_b$ es un número real, el producto $Z_2 Z_4$, también lo es, esto quiere decir que Z_2 y Z_4 deben tener argumentos iguales pero de signos contrarios. Con esto es posible comparar

impedancias de naturaleza distinta, es decir medir una inductancia sobre una capacitancia (patrón) o viceversa.

2.2.2.1 Puente de Wheatstone.

Este es el circuito original mediante el cuál se desarrolló la teoría de los puentes de impedancias. El puente de Wheatstone es utilizado para la medición de resistencias, por lo que la impedancia desconocida y la impedancia patrón, son resistencias puras; la fuente de voltaje generalmente es de cc. El circuito de la figura 2.5 muestra los elementos que constituyen al puente de Wheatstone.

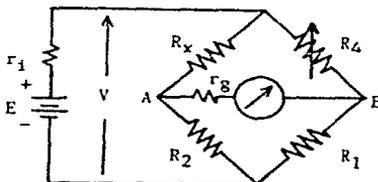


Fig. 2.5

En la condición de equilibrio ($i_g = 0$) debe cumplirse que $V_A = V_B$, de donde:

$$\frac{V R_2}{R_2 + R_x} = \frac{V R_1}{R_1 + R_4} \quad (2.14)$$

despejando R_x se obtiene la expresión que nos determina la resistencia desconocida, es decir:

$$R_x = \frac{R_2}{R_1} R_4 \quad (2.15)$$

de la ec. 2.15 se tiene lo siguiente:

Cuando el puente está en equilibrio, el valor de la resistencia desconocida es función únicamente de las resistencias conocidas que forman el puente, independientemente de los parámetros E , r_i y r_g .

2.2.2.2 Puente de Kelvin.

El puente de Kelvin es una versión modificada del puente de Wheatstone. El propósito de esta modificación es eliminar los efectos de contacto y de resistencia de guía cuando se miden resistencias de bajo valor. Resistores dentro del rango de 1Ω hasta aproximadamente 10Ω pueden ser medidos con un alto grado de precisión utilizando el puente Kelvin.

El resistor R_{ic} mostrado en la figura 2.6 representa la resistencia de guía y de contacto presentes en el puente de Wheatstone. La segunda rama de ajuste (R_a y R_b), compensan esta resistencia de guía y de contacto (relativamente baja).

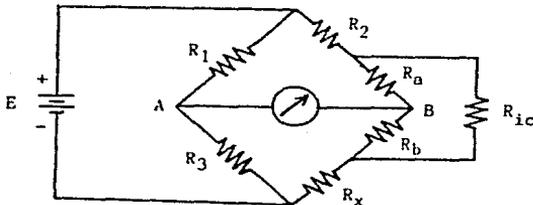


Fig. 2.6

En balance, el rango de R_a a R_b puede ser igual al rango de R_1 a R_3 . Esto puede demostrar que cuando existe la condición de equilibrio ($i_g=0$), el valor de la resistencia desconocida R_x es el

mismo, que para el puente de Wheatstone, es decir:

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1} \quad (2.16)$$

esto puede ser escrito como:

$$\frac{R_x}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} \quad (2.17)$$

de aquí, cuando el puente Kelvin está en equilibrio:

$$\frac{R_x}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{R_b}{R_a} \quad (2.18)$$

2.2.2.3 Puente de Sauty

El diagrama de la figura 2.7 muestra al circuito básico del puente Sauty, el cuál consta de dos resistencias fijas R_1 y R_2 adyacentes y dos capacitores en los brazos restantes; el capacitor desconocido C_x y el patrón C .

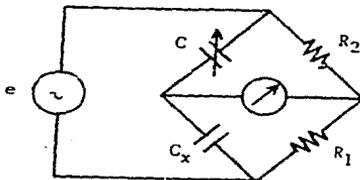


Fig. 2.7

Sin embargo este tipo de puente no contempla las pérdidas que suelen tener los capacitores reales en ciertas aplicaciones importantes, por lo que no es muy común su uso. De aquí que existan dos tipos de puentes derivados del puente Sauty, al cual se conecta una resistencia variable en el brazo del capacitor patrón en serie

o en paralelo, de acuerdo a la característica resistiva del capacitor a medir.

En el caso de que la resistencia variable se coloque en serie se tiene el puente Sauty-serie, el cual se utiliza para medir capacitores de buena calidad, su diagrama se muestra en la figura 2.8 .

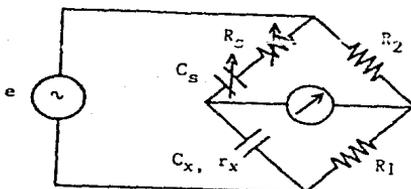


Fig. 2.8

De acuerdo al diagrama de la figura anterior la condición de

equilibrio es:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{r_x - \frac{j}{C_x \omega}}{r_s - \frac{j}{C_s \omega}} \quad (2.19)$$

de donde:

$$R_1 \left(r_s - \frac{j}{C_s \omega} \right) = R_2 \left(r_x - \frac{j}{C_x \omega} \right) \quad (2.20)$$

C_x y r_x son los valores desconocidos

igualando términos reales en ambos miembros:

$$r_x = r_s \frac{R_1}{R_2} \quad (2.21)$$

ahora, igualando términos complejos

$$C_x = C_s \frac{R_2}{R_1} \quad (2.22)$$

por otra parte, el factor de calidad o de mérito Q esta dado por:

$$Q = r_x C_x \omega \quad (2.23)$$

$$Q = r_s \frac{R_1}{R_2} C_s \frac{R_2}{R_1} \omega \quad (2.24)$$

$$Q = r_s C_s \omega \quad (2.25)$$

Si por otra parte la resistencia variable se coloca en paralelo con el capacitor patrón, se obtiene un circuito puente capaz de medir capacitores con grandes pérdidas. Tal circuito se muestra en la figura 2.9.

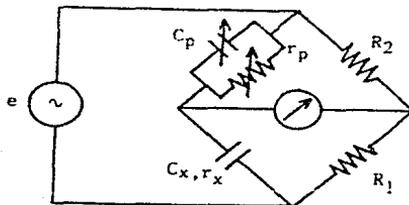


Fig. 2.9

Según la figura anterior, la condición de equilibrio es:

$$\frac{1}{R_2} \left(\frac{1}{r_x} + j\omega C_x \right) = \frac{1}{R_1} \left(\frac{1}{r_p} + j\omega C_p \right) \quad (2.26)$$

de donde:

$$r_x = r_p \frac{R_1}{R_2} \quad (2.27)$$

el valor del capacitor desconocido:

$$C_x = C_p \frac{R_2}{R_1} \quad (2.28)$$

el Factor de Calidad o de Mérito Q:

$$Q = R_x \omega C_x = r_p C_p \omega \quad (2.29)$$

2.2.2.4 Puente de Schering

El puente de Schering es un circuito que se emplea en la medición de capacitores a voltajes elevados. Este circuito se muestra en la figura 2.10, en donde C_1 es un capacitor ajustable sin pérdidas que permanece fijo durante la medición y capaz de soportar un voltaje elevado hasta de la misma magnitud del capacitor a medir C_x . R_1 y R_2 son resistencias calibradas de bajo valor.

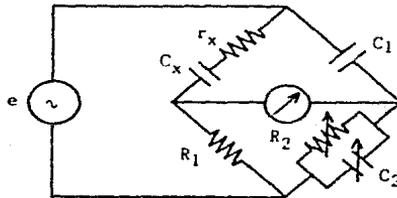


Fig. 2.10

La condición de equilibrio es:

$$-j \frac{R_1}{C_1 \omega} = \frac{r_x - j \frac{1}{C_x \omega}}{\frac{1}{R_2} + j C_2 \omega} \quad (2.30)$$

de donde:

$$r_x = R_1 \frac{C_2}{C_1} \quad (2.31)$$

$$C_x = C_1 \frac{R_2}{R_1} \quad (2.32)$$

el factor de Calidad o de Mérito:

$$Q = r_x C_x \quad (2.33)$$

$$Q = R_2 C_2 \quad (2.34)$$

2.2.2.5 Puente de Maxwell

El puente de Maxwell es útil para medir inductancias y la resistencia asociada a ellas es decir, compara una inductancia desconocida L_x y su resistencia r_x , con una inductancia calibrada L_s con resistencia r_s , en serie con una resistencia ajustable y calibrada R_2 , tal y como se muestra en la figura 2.11.

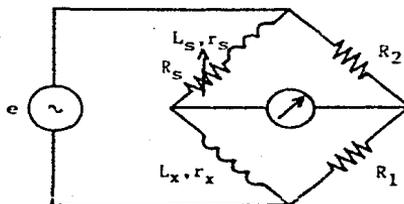


Fig. 2.11

La condición de balance:

$$\frac{r_x}{R_2 + r_2} = \frac{L_x}{L_s} = \frac{R_1}{R_2} \quad (2.35)$$

de donde:

$$r_x = \frac{R_1}{R_2} (R_2 + r_2) \quad (2.36)$$

$$L_x = \frac{R_1}{R_2} L_s \quad (2.37)$$

Las ecuaciones 2.36 y 2.37 nos indican que en el equilibrio los elementos desconocidos están determinados por los restantes elementos del puente, independientemente de la fuente e incluso de su frecuencia.

Una modificación de este circuito es el puente Maxwell-Wien. Es el más utilizado ya que compara la inductancia desconocida con un capacitor patrón. El diagrama de este circuito se muestra en la figura 2.12.

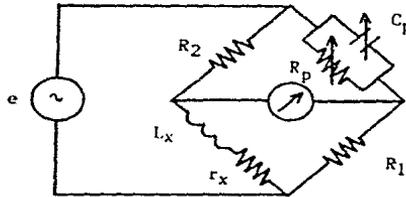


Fig. 2.12

En estado de equilibrio:

$$R_1 R_2 = \frac{r_x + j\omega L_x}{\frac{1}{R_p} + j\omega C_p} \quad (2.38)$$

de donde:

$$L_x = R_1 R_2 C_p \quad (2.39)$$

$$R_x = \frac{R_1 R_2}{R_p} \quad (2.40)$$

el Factor de Calidad o de Mérito:

$$Q = \frac{L_x \omega}{R_x} = \omega C_p R_p \quad (2.41)$$

2.2.2.6 Puente de Hay

El puente Hay se utiliza en las mediciones de inductancias de alta calidad, para las cuales la resistencia R_p del puente Maxwell-Wien resultaría muy grande y el circuito, por tanto, impráctico. El circuito del puente Hay se muestra en la figura 2.13.

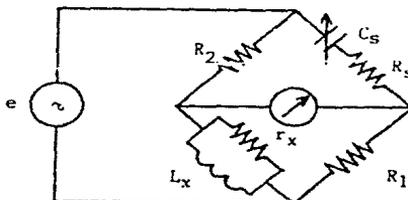


Fig. 2.13

La ecuación de balance:

$$R_1 R_2 = \frac{R_s - j \frac{1}{C_s \omega}}{\frac{1}{r_x} - j \frac{1}{L_x \omega}} \quad (2.42)$$

de donde:

$$r_x = \frac{R_1 R_2}{R_s} \quad (2.43)$$

$$L_x = R_1 R_2 C_s \quad (2.44)$$

el Factor de Calidad o de Mérito:

$$Q = \frac{r_x}{L_x \omega} = \frac{1}{C_s R_s \omega} \quad (2.45)$$

donde R_s es de un valor bajo y éste disminuirá a medida que las pérdidas del inductor disminuyan.

2.2.2.7 Puente de Owen

El puente Owen es utilizado en la medición de inductancias de

precisión, su configuración es mostrada en la figura 2.14.

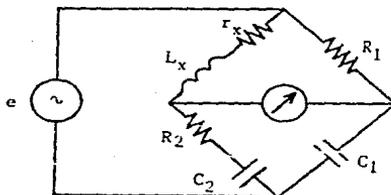


Fig. 2.14

De la ecuación de equilibrio, se obtiene:

$$L_x = R_1 R_2 C_1 \quad (2.46)$$

$$G_x = \frac{1}{r_x} = \frac{C_2}{R_1 C_1} \quad (2.47)$$

Existen otros puentes derivados del puente de impedancias típico que utilizan como elemento de ajuste una inductancia mutua variable formada por dos bobinas una de las cuáles es móvil en el interior de otra. Estos puentes se utilizan en mediciones de frecuencias de operación baja y básicamente el circuito compara la inductancia mutua (M) con una inductancia o capacitancia, se pueden medir L y C con base en la M ó viceversa, medir M con base a L y C . Los puentes más comunes que utilizan éste método de ajuste son el puente de Carey Foster y el puente de Heaviside. El primero es una derivación del puente Sauty y el segundo del puente Maxwell.

2.2.2.8 Puentes Especiales

2.2.2.8.1 Puentes Doble T

Cuando se trabaja con frecuencias elevadas los puentes mencionados anteriormente presentan ciertas desventajas tales como acoplamientos parásitos entre los elementos del circuito, incremento del valor de las impedancias de fuga (debido al aumento de las capacitancias distribuidas y de las inductancias en las conexiones), variaciones de la resistencia con la frecuencia, etc. Para solucionar estas condiciones adversas se han diseñado puentes específicos, derivados de algunos de los que se han presentado anteriormente, pero con algunas modificaciones. Uno de ellos es el llamado puente Doble T, cuya característica principal es tener una terminal común de entrada y salida.

El puente Doble T es un circuito que está formado por dos celdas. Cada una de estas celdas (figura 2.15), se compone de tres impedancias dispuestas en configuración T y alimentadas por una fuente $e(t)$, que envía una corriente $i_2(t)$ a la impedancia exterior Z_e colocada en el otro extremo de la red. Esta corriente $i_2(t)$ puede variar en amplitud y fase si son regulados los valores de las impedancias que componen el puente (Z_1, Z_2, Z_3).

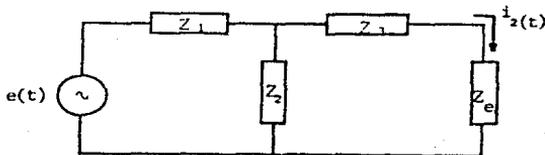


Fig. 2.15

Así, si se conectan en paralelo dos celdas T (figura 2.16) y se ajustan sus impedancias de forma que las corrientes $i_e(t)$ e $i'_e(t)$ enviadas respectivamente por cada una de ellas, a la impedancia exterior común Z_e , sean iguales pero estén en oposición de fase, la corriente total $i(t)$ en Z_e se vuelve nula. En tal caso, las dos celdas T colocadas en paralelo constituyen un circuito equilibrado cuya diagonal "detectora" sería el circuito D Z_e T y la diagonal "fuente" el circuito A T.

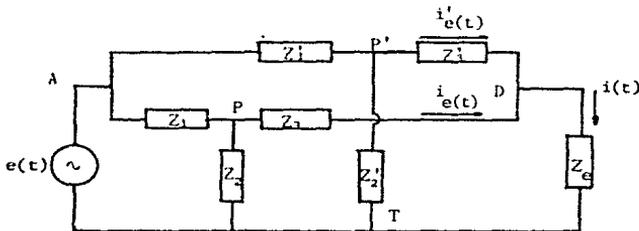


Figura 2.16

La condición de equilibrio corresponde al ajuste de impedancias para el cual las corrientes de corto circuito de ambas celdas son iguales en magnitud pero en oposición de fase. Siendo independiente la condición de equilibrio, de la impedancia detectora y de la fuente de alimentación.

Considerando la celda simple T (figura 2.15) y suponiendo que que trabaja en corto circuito ($Z_e = 0$); la expresión de la corriente de salida $i_2(t)$ es:

$$i_2(t) = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \cdot \frac{E_1}{Z_1 + \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3}} = \frac{E_1}{Z} \quad (2.48)$$

donde:

$$Z = Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} \quad (2.49)$$

Así el circuito real puede ser reemplazado por un circuito ficticio equivalente (figura 2.17), donde $Z_e = 0$.

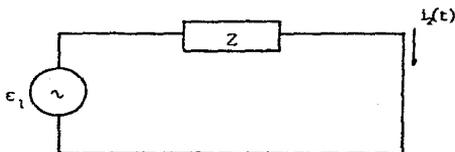


Fig. 2.17

Por lo tanto para un circuito Puente Doble T, el circuito ficticio equivalente es como el mostrado en la figura 2.18 .

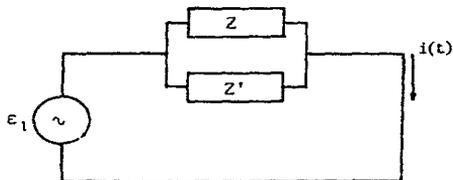


Fig. 2.18

En este caso la corriente de salida $i(t)$ se anula cuando la impedancia equivalente a Z y Z' en paralelo equivalen a un valor infinito, es decir:

$$\frac{Z Z'}{Z + Z'} = \infty \quad (2.50)$$

de donde se puede decir que la condición de equilibrio para un

valor infinito, es decir:

$$Z + Z' = 0. \quad (2.51)$$

Con lo cual puede concluirse que si en un Puente Doble T una de sus impedancias es desconocida y las restantes son conocidas, de valores estandar o patrón y ajustables, el valor de la primera puede ser determinado fácilmente ajustando las impedancias conocidas hasta el punto de equilibrio ($i_{\text{tot}} = 0$). Y posteriormente obtener el valor buscado aplicando la condición general de equilibrio.

2.2.2.3.2 Puente de Brazos Acoplados Inductivamente

Este tipo de puentes utiliza inductores perfectamente acoplados en sus ramas (o brazos) como elementos de referencia o estandar, es decir emplea transformadores de perfecta razón de transformación. Se utilizan principalmente en alta frecuencia, tienen la ventaja de presentar una excelente razón de comparación para la condición de equilibrio e inmunidad a la carga por su capacidad de aislar la fuente del efecto de carga que puede presentar el circuito puente.

En la figura 2.19 se presenta una configuración de este tipo de puente, también llamado Puente Diferencial, el cual permite comparar dos impedancias en corriente alterna.

Las impedancias por comparar Z_1 y Z_2 , están conectadas en dos circuitos independientes, alimentados en paralelo por una misma fuente de corriente alterna S y actuando en forma "diferencial" sobre un mismo detector D por conducto de un transformador con 3 devanados T. Se puede conectar también la fuente en D y el detector en S.

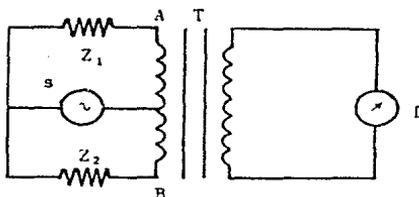


Fig. 2.19

Es evidente que, escogiendo de una manera adecuada las impedancias Z_1 y Z_2 , es posible anular la corriente dentro del secundario del transformador T. Además, es fácilmente observable que este dispositivo no es más que una variación del puente clásico que consiste en trasladar a las terminales de un circuito exterior el voltaje que se produce en las terminales AB de la diagonal detectora.

En la práctica se hace lo necesario en la implementación para lograr un conjunto perfectamente simétrico; entonces la condición de equilibrio se reduce a:

$$Z_1 = Z_2 \quad (2.52)$$

como en un puente ordinario donde Z_3 y Z_4 tienen un valor unitario.

2.2.2.9 Desventajas de los Circuitos Puente

Los circuitos puente son dispositivos de gran precisión. Han sido los clásicos dispositivos medidores de impedancias, sin embargo, la presencia de impedancias parásitas en las mediciones debidas a las inductancias de las conexiones, efectos capacitivos, resistencias de fuga, etc. ha requerido un análisis complejo del circuito para

efectuar las compensaciones necesarias . Así mismo la mayoría de ellos requiere de un detector de corriente altamente sensible.

Por otra parte la implementación de los circuitos puente requiere de una gama de elementos patrón de valor fijos y variables, además deben de ser insensibles a efectos internos y externos. Los resistores, inductores y capacitores patrón deben ser elementos prácticamente puros.

En cuanto a su operación, requieren de ajustes y procedimientos lentos y laboriosos.

Estas desventajas los han hecho casi obsoletos. Actualmente son reemplazados por los modernos medidores digitales de impedancias, más prácticos y económicos.

2.3 Métodos de Resonancia

La resonancia es un fenómeno típico de las radiofrecuencias, es fácilmente observable y reproducible. Define la condición del circuito en la cual la componente reactiva de la impedancia se anula, esto es:

Si $Z = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})$ es la impedancia del circuito, el fenómeno de resonancia aparecerá cuando $\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$, o bien $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ y la impedancia se reducirá al valor de $Z = R$.

Esta condición le permite ser un excelente indicador para propósitos de medición, ya que establece la relación entre las componentes de la impedancia.

Las configuraciones básicas de circuitos donde se puede reproducir este fenómeno para realizar mediciones de impedancias son dos: circuito resonante en serie y circuito resonante en paralelo. El primero se utiliza en mediciones de impedancias de bajo valor y el segundo, en mediciones de admitancias pequeñas. Ambas configuraciones determinan la componente reactiva ó en cuadratura de la impedancia variando un capacitor patrón (capacitor resonante) cuando se inserta en el circuito la impedancia desconocida. El método de medición de la componente real o resistiva difiere de un circuito a otro.

2.3.1 Método de Resonancia en Serie

Son dos los métodos de resonancia en serie que se utilizan para obtener los datos necesarios que permiten determinar la impedancia desconocida.

2.3.1.1. Método de Variación de Resistencia

En este método se cortocircuitan primero las terminales del circuito que se muestra en la figura 2.20, se ajusta el capacitor variable hasta que el circuito entre en resonancia, para ello, el amperímetro A debe registrar la máxima corriente que puede circular en el circuito. Esta corriente $i_1(t)$ está dada por la ecuación 2.53 donde $e(t)$ es el voltaje de la fuente y R la resistencia total del circuito:

$$i_1(t) = \frac{e(t)}{R} \quad (2.53)$$

Ahora el corto circuito se reemplaza por la impedancia desconocida Z_x , se restablece la condición de resonancia ajustando

nuevamente el capacitor variable. La nueva corriente (de valor máximo también) $i_2(t)$ estará dada por la ecuación 2.54, donde R_x es la componente resistiva de Z_x :

$$i_2(t) = \frac{e(t)}{R + R_x} \quad (2.54)$$

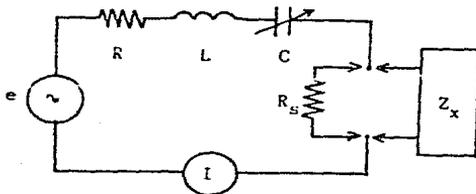


Fig. 2.20

Finalmente la impedancia desconocida se reemplaza por una resistencia estandar conocida R_s y se restablece la resonancia. La corriente $i_3(t)$ queda dada por la ecuación 2.55:

$$i_3(t) = \frac{e(t)}{R + R_s} \quad (2.55)$$

Combinando las ecuaciones 2.53, 2.54 y 2.55 se llega a la ecuación 2.56 que determina la resistencia desconocida:

$$R_x = R_s \frac{i_3(t)(i_1(t) - i_2(t))}{i_2(t)(i_1(t) - i_3(t))} \quad (2.56)$$

para la reactancia desconocida X_x :

$$X_x = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1} \right) \quad (2.57)$$

donde C_1 y C_2 son los valores tomados por el capacitor variable para obtener la resonancia con el corto circuito y con la impedancia desconocida respectivamente, y ω es la frecuencia angular de operación.

2.3.1.2 Método de Variación de Reactancia.

Este método difiere del método de variación de resistencia únicamente en la medición de la componente resistiva de Z_x .

El circuito para medir la resistencia se deduce del cambio necesario del valor de la capacitancia para desintonizar o sacar de resonancia el circuito a un valor conocido.

Primero se ajusta el circuito a la resonancia y se anota el valor de la corriente $i(t)$ alcanzado en esta condición. Posteriormente se desintoniza el circuito y se determinan los valores de capacitancia C' y C'' para los cuales la corriente es $0.7071 i(t)$. Con estos valores, uno para la condición antes de entrar en resonancia y otro para la condición después de resonancia (a ambos lados del valor máximo), se iguala la parte reactiva con la parte resistiva del circuito; de acuerdo a la ecuación 2.56:

$$R = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{C'} - \frac{1}{C''} \right) \quad (2.58)$$

Con una primera medición, cortocircuitando las terminales y aplicando la ecuación 2.58, se obtiene R_1 la cual es igual a la resistencia total R del circuito. Una segunda medición, reemplazando el corto circuito por la impedancia desconocida Z_x proporciona la resistencia R_2 la cual es igual a $R + R_x$. Sustituyendo los valores se tiene

$$R_x = R_2 - R_1 \quad (2.59)$$

y, de la misma forma que el método anterior:

$$X_x = \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1} \right) \quad (2.60)$$

2.3.2 Método de Resonancia en Paralelo

Este método es el dual del método de resonancia en serie. Se utiliza la misma técnica general excepto que la resonancia está definida en términos del voltaje máximo, y la admitancia desconocida se mide con una conductancia G de circuito abierto en lugar de la resistencia R de corto circuito, figura 2.21.

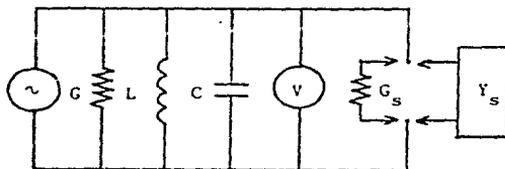


Fig. 2.21

2.3.2.1 Método de Variación de Conductancia

Este método es el dual del método de variación de resistencia. Realizando mediciones con las terminales en circuito abierto, con la admitancia desconocida Y_x conectada y con la admitancia reemplazada por una conductancia estándar conocida G_s , ajustando en cada caso el circuito a la resonancia mediante el capacitor variable, se obtienen las ecuaciones 2.61 y 2.62:

$$G_x = G_s \frac{V_3(t)\{V_1(t) - V_2(t)\}}{V_2(t)\{V_1(t) - V_3(t)\}} \quad (2.61)$$

$$B_x = \omega(C_1 - C_2) \quad (2.62)$$

donde los subindices 1,2 y 3 se refieren a las tres mediciones respectivamente.

2.3.2.2 Método de Variación de Susceptancia

Este método es el dual del método de variación de reactancia. Análogamente a dicho método se determinan los valores de C' y C'' para los cuales se logra el 70.71% del voltaje máximo (condiciones antes y después de resonancia). Con C' y C'' se iguala la susceptancia del circuito con la conductancia G obteniéndose la ecuación 2.63:

$$G = \frac{\omega}{2} (C'' - C') \quad (2.63)$$

Siguiendo la misma secuencia de medición que en el método de variación de reactancia, se tiene:

$$G_x = G_2 - G_1 \quad (2.64)$$

$$B_x = \omega(C_1 - C_2) \quad (2.65)$$

Los métodos de resonancia proporcionan resultados precisos con relativa sencillez, pero no proporciona lecturas directas y por lo tanto no se usan como base para el diseño de instrumentos comerciales.

2.3.3 Método de Resonancia de Subida

Un circuito que es ampliamente usado comercialmente para medir el factor de almacenamiento Q de una bobina se muestra en la figura 2.22. Comercialmente el instrumento se llama medidor de Q .

La corriente resonante $i(t)$ en este circuito serie-resonante, está dada por $i(t) = \frac{e(t)}{R}$, y el voltaje V_c a través del capacitor de sintonización, por la ecuación 2.66:

$$V_c = i(t)X_c = i(t)X_L \quad (2.66)$$

donde R es la resistencia total del circuito, X_C y X_L son las reactivancias del capacitor C e inductor L , respectivamente. Por lo tanto la relación de voltajes $\frac{V_C}{e(t)}$ esta dada por la ecuación 2.67:

$$\frac{V_C}{e(t)} = \frac{X_L}{R} \quad (2.67)$$

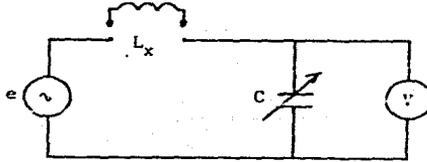


Fig. 2.22

Si la resistencia y la inductancia del resto del circuito son despreciables comparadas con la resistencia y la inductancia de la bobina L , el voltaje V_C será directamente proporcional al factor de almacenamiento Q de la bobina y el valor de la inductancia está determinado por el valor del capacitor calibrado y fijado por la ecuación 2.68. Cuando L es conocida, la resistencia efectiva de la inductancia está dada por la ecuación 2.69:

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} \quad (2.68)$$

$$R_L = \frac{\omega L}{Q} \quad (2.69)$$

2.4 Medición de Capacitancia por División de Frecuencia

Es un método indirecto de medición de capacitancias, se basa en el funcionamiento de temporizadores (C.I. 555 ó 556). El arreglo de elementos necesarios para utilizar un temporizador como un

multivibrador monoestable incluye un capacitor. Como el período de la señal de salida del multivibrador varía en forma directa a este capacitor, entonces sensando o midiendo ésta señal de salida podemos determinar el valor de dicho capacitor.

En la construcción de un medidor de capacitancias utilizando el método por división de frecuencias es necesario utilizar dos temporizadores (un multivibrador astable y un monoestable) y un voltímetro externo.

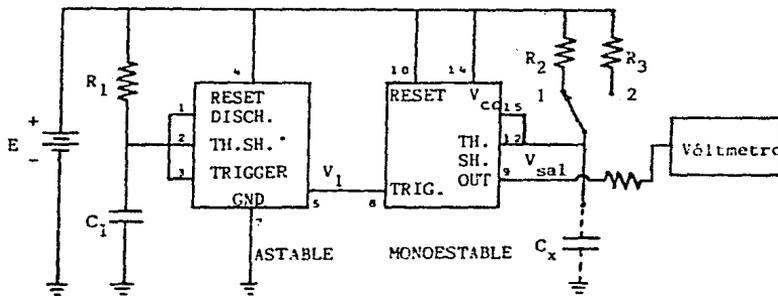


Fig. 2.23

Como se observa en la figura anterior (2.23), medio circuito 556 (A_1) está operando como multivibrador astable, obteniendo una señal V_1 (figura 2.24) a una frecuencia f_x (por ejemplo 100 Hz), con un ciclo de trabajo muy cercano al 100%. En el flanco negativo de V_1 se dispara el segundo temporizador (A_2), el cual está operando como un multivibrador monoestable. Este segundo temporizador A_2 produce un pulso de salida que se mantiene alto por un tiempo t_a :

$$t_a = k(R_2)C_x \quad (2.70)$$

donde $k = 1.1$ y C_x es el capacitor desconocido.

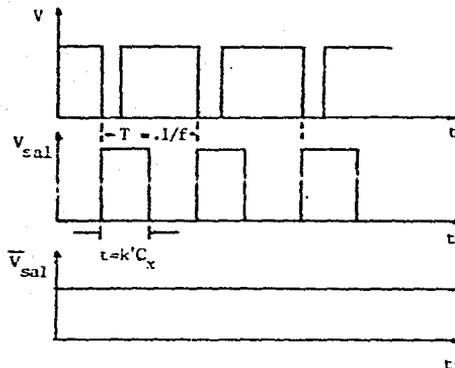


Fig 2.24

Puesto que la frecuencia de activación o disparo de A_1 es fija ($f_x = 100$ Hz), el ciclo de trabajo de la señal de salida (v_{sal}) es proporcional a C_x y está dado por:

$$D = \frac{t_a}{T} \quad (2.71)$$

como:

$$f_x = 100 \text{ H.}$$

$$T = 0.01 \text{ seg}$$

$$t_a = kR_2C_x$$

entonces:

$$D = \frac{k}{T}R_2C_x = k'R_2C_x \quad (2.72)$$

Donde se observa que al variar C_x el ciclo de trabajo de la

señal de salida es directamente proporcional a C_x .

Por lo tanto, si se mide el ciclo de trabajo de la señal de salida V_{sal} se obtiene el valor de C_x .

Para medir el ciclo de trabajo de la señal de salida basta encontrar el valor promedio de dicha señal. Pero este valor es simplemente la lectura de un voltmetro externo.

Finalmente, si se escala debidamente el valor promedio de esta señal de salida, se tiene directamente el valor del capacitor C_x . El método permite un amplio rango de valores y una precisión muy cercana a la de puentes digitales muy costosos. Sin embargo, para que el medidor proporcione lecturas con una exactitud aceptable, sus componentes (resistencias, capacitores, etc.) deben tener una tolerancia o error de variación no mayor a $\pm 1\%$.

2.5 Método por Codificación de Tiempo

El método por codificación de tiempo (time encoder) proporciona lecturas digitales, rápidas y directas de valor de inductancias, capacitancias o resistencias. Se basa en la medición de tiempo de la respuesta transitoria de un circuito RC o RL a una entrada de voltaje escalón. El método puede proporcionar fácilmente gran precisión, ya que depende principalmente de tres resistencias patrón. Además, ofrece un amplio rango de medición, cubriendo varias décadas; es sustancialmente independiente del factor de disipación de capacitores e inductores. Alta velocidad y disponibilidad de la medición en forma digital lo hacen ideal para la interface con computadoras. La limitante que presenta es la de no poder determinar el factor de disipación D.

El circuito básico para la medición de capacitancias se muestra en la figura 2.25, donde C_x es el capacitor bajo medición.

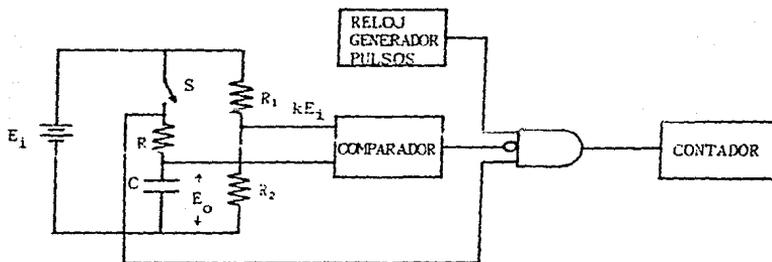


Fig. 2.25

El intervalo de tiempo ($t_o - t_m$), desde $t_o = 0$ cuando el interruptor S es cerrado, hasta $t = t_m$ cuando:

$$E_o = k E_i \quad (2.73)$$

es medido por el disparo de pulsos de reloj en el contador. Donde:

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.74)$$

Suponiendo un circuito ideal con $T_m = RC_x$:

$$E_o = E_i (1 - e^{-t/T_m}) \quad (2.75)$$

para $t = t_m$:

$$C_x = k_c t_m \quad (2.76)$$

donde:

$$k_c = \frac{-1}{R \ln(1-k)} \quad (2.77)$$

De la ecuación 2.76 se observa que el valor del capacitor desconocido C_x está en función de la constante k_c y el tiempo t_m . Por lo tanto, con una apropiada elección de k_c , el contador puede desplegar el valor de C_x con un número digital.

Para la medición de inductancias el circuito es modificado como lo muestra la figura 2.26

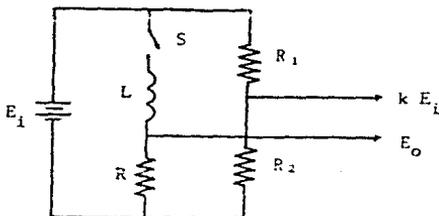


Fig. 2.26

Ahora, $T_m = \frac{Lx}{R}$, sustituyendo en ecuación 2.75 y para $t=t_m$:

$$L_x = k_L t_m \quad (2.78)$$

donde:

$$k_L = \frac{-R}{\ln(1-k)} \quad (2.79)$$

Por lo tanto, análogamente al caso anterior, con una elección apropiada de k_L , el contador puede desplegar el valor de L_x con un número digital.

De este análisis se obtienen las siguientes conclusiones:

Primero, k_c y k_L dependen únicamente de R y k así como la exactitud de las mediciones dependen principalmente de la resistencia patrón R y la relación de los resistores R_1 y R_2 , independientemente

de la frecuencia de los pulsos de reloj. Segundo, las mediciones son independientes de la magnitud de E_i debido a la configuración del circuito.

Finalmente se puede notar que si un capacitor conocido C se usa en el circuito de la figura 2.25 y R es la incognita R_x , el dispositivo puede ser usado como un óhmetro, con:

$$R_x = k_R t_m \quad (2.80)$$

donde:

$$k_R = \frac{-i}{C \ln(1-k)} \quad (2.81)$$

2.6 Método por Detección de Componentes en Cuadratura

El método por Detección de C en C permite obtener las componentes real o en fase y reactiva o en cuadratura de la impedancia o admitancia desconocida. En el método, el elemento desconocido forma parte de un circuito serie con una resistencia patrón, el circuito es alimentado por una fuente senoidal de amplitud y frecuencia fijas. Bajo el principio que utiliza el método se pueden medir capacitancias con su conductancia equivalente en paralelo, inductancia con su resistencia de pérdidas en serie (según los modelos de capacitores e inductores con pérdidas analizados en el capítulo 1), o resistencias simplemente. El método además, permite la medición del factor de calidad Q para inductores o el factor de disipación D para capacitores.

En la medición de capacitancias, el capacitor con pérdidas C_x formará un circuito serie con la fuente senoidal $e(t)$ y una resistencia patrón R_1 , tal y como se muestra en la figura 2.27.

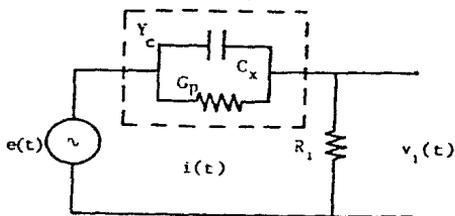


Fig. 2.27

Si Y_c es la admitancia que presenta el capacitor desconocido C_x :

$$Y_c = \frac{1}{Z_c} = G_p + j\omega C_x \quad (2.82)$$

donde:

Z_c : impedancia del capacitor

C_x : capacitancia desconocida

G_p : conductancia equivalente en paralelo del capacitor

ω : frecuencia angular del voltaje de excitación $e(t)$

Tomando el divisor de voltaje $V_1(t)$ en R_1 , en forma fasorial:

$$\bar{V}_1 = \bar{E} \frac{R_1}{R_1 + Z_c} = \bar{E} \frac{R_1}{R_1 + 1/Y_c} \quad (2.83)$$

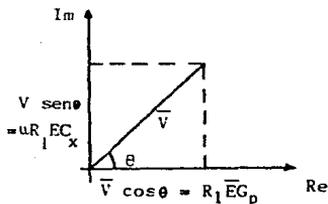
Considerando que R_1 es mucho menor que Z_c . ($R_1 \ll Z_c$);

$$\bar{V}_1 = \bar{E} \frac{R_1}{Z_c} = \bar{E} Y_c R_1 \quad (2.84)$$

sustituyendo la admitancia Y_c por sus componentes:

$$\bar{V}_1 = R_1 \bar{E} G_p + j\omega R_1 \bar{E} C_x \quad (2.85)$$

en forma gráfica:



de donde se observa que al sensar el voltaje $V_1(t)$, y tomando en cuenta el defasamiento de éste respecto al voltaje de excitación $e(t)$, se determinan las componentes real y reactiva de la admitancia Y_c es decir, C_x y G_p .

En la medición de inductancias, el inductor desconocido L_x se conecta en serie con la fuente senoidal $e(t)$ y la resistencia patrón R_2 , tal y como se muestra en la figura 2.29.

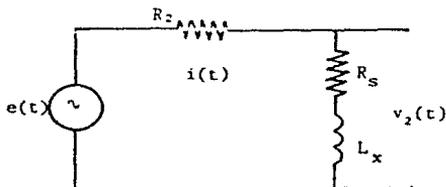


Fig. 2.29

Sea Z_L la impedancia que presenta L_x :

$$Z_L = R_s + j\omega L_x \quad (2.86)$$

donde:

L_x : inductancia desconocida

R_s : resistencia equivalente de pérdidas de L_x

ω : frecuencia angular de la fuente de excitación

Tomando el divisor de voltaje en Z_x , ($V_2(t)$) en forma fasorial:

$$V_2 = E \frac{Z_L}{R_2 + Z_L} \quad (2.87)$$

si la resistencia patrón R_2 es mucho mayor que la impedancia Z_L ,

($R_2 \gg Z_L$):

$$V_2 = E \frac{Z_L}{R_2} \quad (2.88)$$

sustituyendo Z_L por sus componentes:

$$\bar{V}_2 = \frac{E}{R_2} (R_s + j\omega L_x) \quad (2.89)$$

gráficamente:

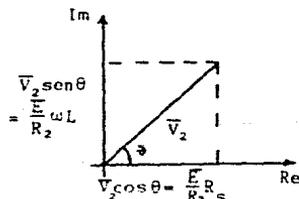


Fig. 2.30

En forma análoga al caso anterior, al sensar el voltaje $V_2(t)$ se obtienen las componentes L_x y R_s de la impedancia Z_L .

El diagrama de la figura 2.31 muestra un arreglo típico utilizado por este método. En este arreglo los interruptor S_1 y S_2 , accionados simultáneamente, seleccionan el modo de operación para las mediciones de C y G_p o L y R_s .

El circuito serie seleccionado es excitado por la señal senoidal de referencia $e(t)$, obteniéndose como señal de salida $V_1(t)$ o $V_2(t)$, cuya amplitud y fase representan a la impedancia o admitancia desconocida. Esta señal se amplifica (Etapa Amplificadora) y posteriormente se introduce en los Detectores Sensitivos de Fase.

Los Detectores de Fase son controlados por dos señales cuadradas, una en fase con la señal de referencia $e(t)$ y la otra defasada 90° . El DSF-1 controlado por la señal cuadrada en fase proporciona en su salida un voltaje de c.d. que representa a la componente real, R_s o G_p . La señal cuadrada defasada 90° acciona

al DSF-2, de manera que el voltaje a su salida es proporcional a la componente reactiva, C_x o L_x .

El factor de disipación D se obtiene implementando un circuito que realice el cociente de la parte imaginaria entre la parte real de Z_x o Y_x .

Los niveles de voltaje de c.d. a la salida de los Detectores Sensitivos de Fase y el Circuito Divisor se pueden medir utilizando técnicas analógicas o digitales.

Los requerimientos principales de un instrumento diseñado para medir impedancias utilizando este método son; el proveerse de una fuente de señal senoidal, de amplitud estable y frecuencia constante; amplificación de las señales sensoras ($v_1(t)$ y $v_2(t)$) eliminación de armónicas no deseadas que puedan surgir durante la detección; amplificación y rectificación de corrientes de fase, separación de las componentes en fase y en cuadratura. Finalmente, desplegar analógica o digitalmente la magnitud de estas componentes. Esto último implica el integrar un voltmetro analógico o digital.

Por otra parte, se debe hacer una buena selección de R_1 y R_2 para que se pueda cumplir que $R_1 \ll Z_c$ y $R_2 \gg Z_L$ de lo contrario el error que se tenga al no considerar esto puede ser tan importante que se obtendrán valores imprecisos en las mediciones.

3. DISEÑO Y FUNCIONAMIENTO INTERNO

3.1 Descripción General del Circuito

El diseño del Medidor Digital de Impedancias se basa en el Método de Detección de Componentes en Cuadratura (sec. 2.6), con una modificación que anula el error que se introduce al considerar que la resistencia patrón R conectada en serie con la impedancia desconocida Z_x , debe ser: $R \gg Z_x$, cuando Z_x es la impedancia de un inductor o $R \ll Z_x$ cuando la impedancia Z_x es la que presenta un capacitor. La modificación consiste en cambiar el circuito serie por un circuito denominado "sensor". El circuito sensor es un amplificador operacional en configuración inversora, como el que se muestra en la figura 3.1, en donde la impedancia de entrada (Z_i) y la de realimentación (Z_f) son la resistencia patrón (R) y el elemento a medir (Z_x), cambiando el orden de los mismos según la naturaleza de Z_x .

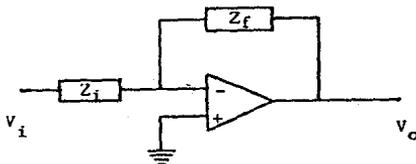


Fig. 3.1

El diagrama de bloques del Medidor Digital de Impedancias se muestra en la figura 3.2. A continuación se describe, en forma breve, la función de cada uno de los bloques.

El oscilador genera un voltaje senoidal $v_i(t)$, de 100 mV de amplitud que puede ajustarse a dos frecuencias: 100 Hz y 10 KHz. El voltaje $v_i(t)$ es la señal excitadora y de referencia del circuito, por lo tanto, su amplitud y frecuencia deben mantenerse constantes en todo el proceso de medición.

La etapa sensora tiene la función de registrar el valor de la impedancia o admitancia desconocida (Z_x o Y_x)¹ en forma indirecta, esto es, genera un voltaje senoidal $v_x(t)$ en cuya amplitud y defasamiento² se encuentran implícitas las componentes real y reactiva de Z_x o Y_x . La operación es la siguiente: al conectarse el elemento desconocido, queda integrado como impedancia de entrada o de realimentación del circuito sensor (fig. 3.1), de manera que éste actuará como derivador (o inversor, en caso de que Z_x sea puramente resistivo) y su voltaje de salida estará determinado por la naturaleza del elemento (sec. 3.3).

En el convertidor de señales, $v_i(t)$ es transformada en las señales $v_{c1}(t)$ y $v_{c2}(t)$. $v_{c1}(t)$ es una onda cuadrada de la misma frecuencia y fase que $v_i(t)$ y actúa como señal de control del Detector de Componente en Fase (DC-1). $v_{c2}(t)$, de la misma frecuencia que $v_i(t)$ pero defasada 90°, controla la operación del Detector de Componente en Cuadratura (DC-2).

¹ Cuando se mide L o R, el elemento desconocido se toma como impedancia (Z_x); cuando se mide C o G, el elemento se toma como admitancia (Y_x).

² El defasamiento de la señal se entenderá siempre respecto de la señal del oscilador $v_i(t)$ la cual se considera en todo el análisis, como la señal de referencia, es decir: $v_i(t) = V \sin(\omega t + 0^\circ) = V \sin \omega t$.

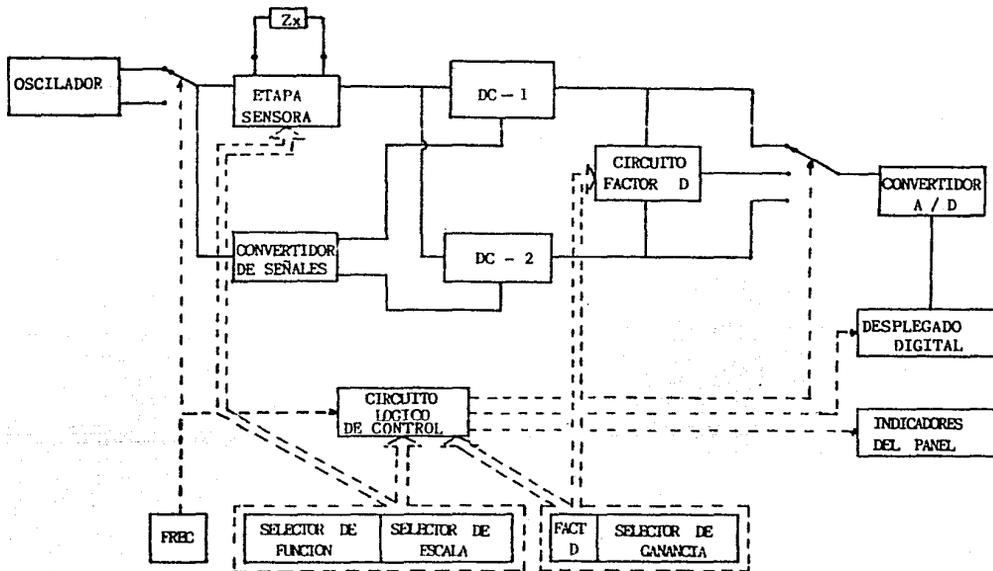


Figura 3.2

En los Detectores de Componentes DC-1 y DC-2, se obtienen las componentes real e imaginaria de la impedancia o admitancia mediante niveles de voltaje de c.d.

El voltaje de salida del DC-1 es proporcional a la resistencia R_x o conductancia G_x . En el DC-2 el nivel a la salida es proporcional a la capacitancia C_x o inductancia L_x .

El principio de funcionamiento de los detectores consiste básicamente en la multiplicación de la señal $v_x(t)$ por una onda cuadrada de amplitud unitaria y de la misma frecuencia de $v_x(t)$. El proceso se realiza abriendo o cerrando un interruptor analógico mediante la señal de control [$V_{c1}(t)$ o $V_{c2}(t)$], permitiendo o no el paso de $v_x(t)$. Obteniéndose una señal periódica (una componente de c.d. y una serie de armónicas); las armónicas de la señal son eliminadas quedando únicamente la componente de c.d., cuya magnitud será proporcional a la cantidad que se está midiendo.

El circuito utilizado para obtener el factor D , realiza el cociente de la parte real (Re) entre la parte imaginaria (Im) de la impedancia o admitancia.

$$D = \frac{Re}{Im} \quad (3.1)$$

Esto se lleva a cabo mediante la comparación de dos funciones, una de ellas tiene un valor constante y corresponde a la parte real (numerador) y la otra es el producto del factor D (variable) por el valor constante de la parte imaginaria (denominador). Esto es:

$$Re = Im D \quad (3.2)$$

Cuando el segundo miembro de la función se hace igual al primero, el valor que en ese momento tiene D es el resultado esperado.

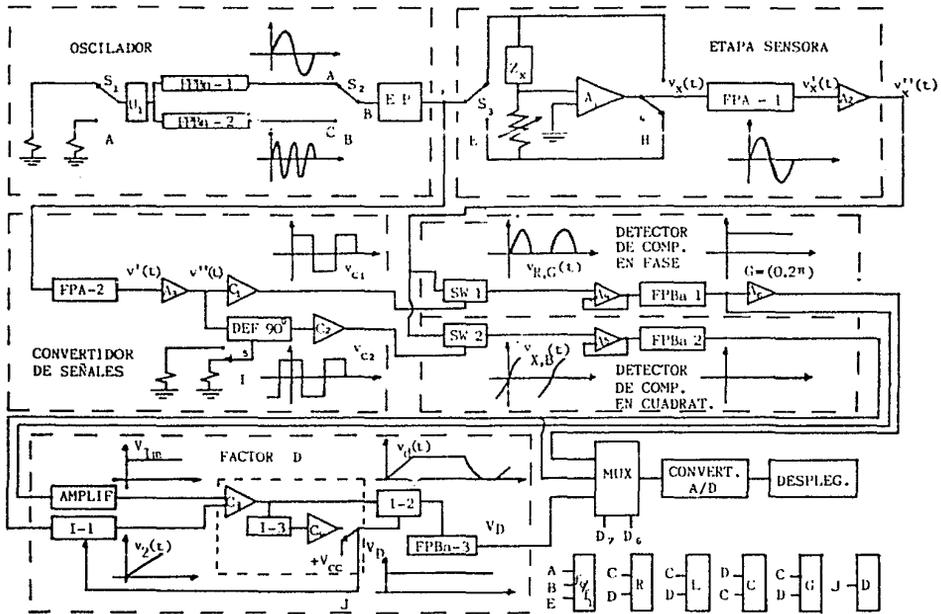


Figura 3-A

El circuito Lógico de Control selecciona la función (R,G,L,C o D) que ha de desplegarse, asigna la unidad correspondiente a la lectura del display (μf , H, $K\Omega$, etc.), además controla el desplazamiento del punto decimal. El circuito se activa cuando el operador del Medidor Digital de Impedancias selecciona la función, escala y frecuencia apropiadas. (cap. 4).

Finalmente se encuentra un voltmetro digital, el cual convierte la señal de voltaje al código de 7 segmentos, de manera que en el display se puede tomar directamente el valor de la cantidad que se está midiendo.

3.2 Oscilador

Los circuitos utilizados en la implementación de los osciladores tradicionales presentan ciertas limitaciones, tales como costo de implementación, estabilidad de frecuencia, etc.

Los osciladores LC (Hartley, Colpitts) tienen la desventaja de requerir una inductancia "pura" para obtener la frecuencia de oscilación deseada. La necesidad de utilizar grandes inductancias con baja resistencia implica incremento en su costo y requiere utilizar mayor espacio en el circuito.

Los osciladores RC (Puente de Wien, por corrimiento de fase RC, etc.) requieren de combinaciones serie-paralelo de resistores y capacitores para integrar las impedancias que cumplen con la condición de oscilación; requieren, además, de ciertas condiciones que deben cumplir las impedancias entre sí.

Tanto los osciladores LC como los osciladores RC están sujetos a problemas de inestabilidad, debido a variaciones de los

elementos pasivos por incrementos de temperatura o envejecimiento. Este problema ha sido resuelto con el uso de cristales osciladores de gran estabilidad; sus únicas limitaciones son el alto costo de adquisición y su alta frecuencia de oscilación.

Sin embargo, el actual avance en la fabricación de Circuitos Integrados capaces de realizar funciones específicas, ha dado como resultado el integrar en un "chip" un circuito oscilador que puede ajustarse a la frecuencia deseada con solo conectar un resistor y un capacitor. Con la ventaja de ofrecer señales con muy baja distorsión, gran estabilidad y mediano costo.

El circuito oscilador del Medidor Digital de Impedancias, de acuerdo a las pruebas efectuadas y por características del método utilizado, debe de entregar una señal senoidal de 100 mV de amplitud, frecuencias de oscilación de 100 Hz y 10 kHz, con un mínimo de distorsión total y capaz de proporcionar la corriente necesaria que demanden las etapas posteriores. Estas características son necesarias para el buen funcionamiento de las etapas siguientes, evitando problemas tales como saturación de C.I.'s, distorsión de la señal, caída de voltaje, etc.

Para implementar un oscilador con las características antes mencionadas, su diseño requiere de las siguientes etapas: un generador de señales, filtros paso banda y una etapa de potencia. A continuación se explica en forma detallada la implementación y funcionamiento de cada una de estas etapas.

3.2.1 Generador de Señales

El generador de señales es el C.I. monolítico U_1 (XR 2206),

capaz de producir una forma de onda senoidal de alta calidad, alta estabilidad y gran exactitud.

Como se muestra en la figura 3.3, el C.I., está compuesto de cuatro bloques funcionales; un oscilador controlado por voltaje (VCO); un multiplicador analógico y formador de senoide, un amplificador buffer de ganancia unitaria y un selector de interruptores de corriente.

El corazón del C.I. es el oscilador controlado por voltaje (VCO) que es manejado por un par de interruptores de corriente.

El capacitor de tiempo principal del VCO es conectado entre las terminales 5 y 6, y puede tener un valor de $1000 \mu\text{F}$ a 100 mF . El resistor de tiempo principal del VCO es conectado entre la fuente negativa de voltaje (V^-) y la terminal 7 u 8 del C.I. El resistor puede tener un valor de $1 \text{ k}\Omega$ a $2 \text{ M}\Omega$.

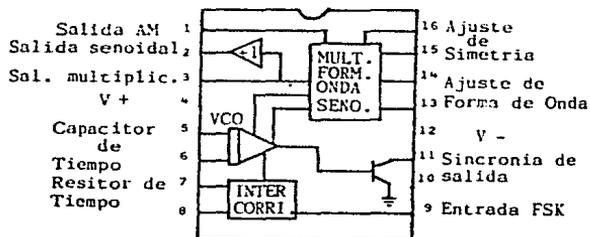


Fig. 3.3

La frecuencia de oscilación f_o está determinada por estos dos

elementos externos; capacitor de tiempo C_t y el resistor de tiempo R_t , es decir:

$$f_o = \frac{f}{R_t C_t} \quad [\text{Hz}] \quad (3.3)$$

Para óptima estabilidad térmica y mínima distorsión senoidal, R_t debe tener un valor de 4 a 200 k Ω .

El VCO produce dos formas de onda simultáneamente. Una de éstas es una rampa lineal (que alimenta al multiplicador interno y al formador de onda senoidal), la otra es una forma de onda rectangular que aparece en la terminal 11 vía un transistor buffer incorporado.

En términos simples la acción del VCO es tal que el capacitor de tiempo C_t , se carga primero linealmente vía el resistor de tiempo R_t para producir una rampa creciente. Simultáneamente el voltaje que aparece en la terminal 11 cambia de estado "bajo" a uno "alto".

La rampa continúa creciendo hasta alcanzar un voltaje de umbral predeterminado, punto en el cual la salida rectangular cambia a un estado "bajo" y el capacitor C_t empieza a cargarse en dirección inversa vía R_t para producir la caída de la rampa. La rampa continúa en caída hasta que un segundo voltaje de referencia es alcanzado, punto en el cual la salida rectangular cambia de nuevo al estado original (alto) y todo el proceso se repite.

La rampa de salida del VCO alimenta al circuito multiplicador y formador de onda senoidal.

Este circuito actúa en forma semejante a un amplificador diferencial de ganancia controlada, el cual provee una alta impedancia

en la salida de la terminal 3.

En la figura 3.4 se muestra el diagrama de conexiones para utilizar el C.I. XR 2206 como generador de onda senoidal.

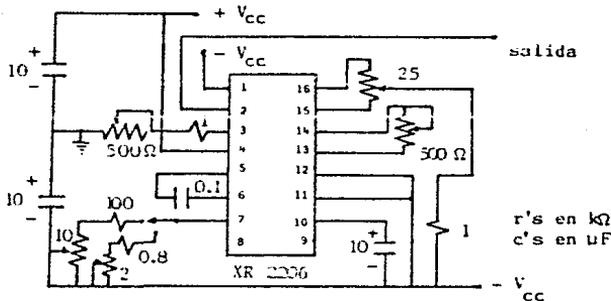


Fig. 3.4

El funcionamiento del Circuito Integrado se logra de la siguiente forma:

En las terminales 4 y 12 se conectan los voltajes positivo y negativo, respectivamente, que polarizan al C.I. Las terminales 1 y 3 son para modular en amplitud que, debido al objetivo particular del diseño, se conectan a voltajes constantes. En las terminales 5 y 6 se conecta el capacitor de tiempo C_t , y entre la terminal 7 y tierra se conecta el resistor de tiempo R_t , (elementos que contribuyen a fijar la frecuencia f_o de la señal de trabajo). R_t está formada por una resistencia fija (R_1 o R_2) y un potenciómetro

(R_3 o R_4); un par de estos elementos para cada frecuencia deseada (100 Hz o 10 kHz).

En las terminales 13 y 14 se conecta el potenciómetro R_6 , el cual se utiliza para reducir la distorsión armónica total (DHT) de la señal. El potenciómetro R_5 conectado a las terminales 15 y 16 es el control de ajuste de simetría. Los controles se ajustan alternadamente para obtener la óptima señal de salida.

3.2.2 Filtros Paso Banda (FPEn-1 y FPBn-2)

Para asegurar la conservación de la señal con el mínimo de distorsión ante variaciones producidas por cambios de temperatura, conmutación constante de frecuencias, variaciones en el voltaje de alimentación, etc., la señal se filtra de manera que sólo la senoidal de la frecuencia seleccionada sea transmitida. Para esto se conecta a la salida del generador de señales, a través del selector de frecuencias S_2 , el filtro paso banda correspondiente.

Tanto el Filtro Paso Banda FPBn-1 de frecuencia central $f_0 = 100$ Hz y el Filtro Paso Banda FPBn-2 de $f_0 = 10$ kHz presentan las mismas características de diseño: son Filtros Paso Banda de segundo orden, realimentación múltiple y ganancia unitaria, configuración inversora y Q mediana, suficiente para purificar la señal.

Como ambos filtros tienen la misma configuración, su función de transferencia es semejante y sólo los valores de los elementos que constituyen a uno y otro cambian dependiendo de la frecuencia central para la que fueron diseñados.

En la figura 3.5 se muestra el modelo que representa a este tipo de filtros.

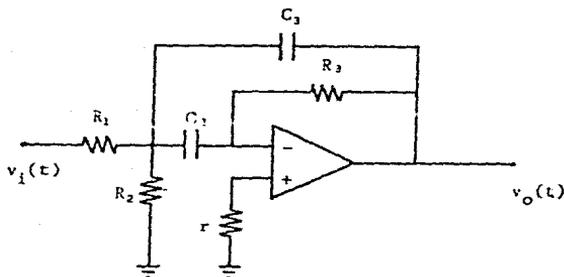


Fig. 3.5

La función de transferencia del filtro de la figura 3.5 es la siguiente:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-s\left(\frac{1}{R_1 C_2}\right)}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_3}\right)\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) + \left(-\frac{1}{R_3 C_1 C_2}\right)\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)} \quad (3.4)$$

La cual obedece al modelo de un FPBn de segundo orden:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -k \frac{-s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (3.5)$$

de donde:

$$\omega_0 = \left[\left(-\frac{1}{R_3 C_1 C_2}\right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \right] \quad (3.6)$$

y

$$Q = \omega_0 \left(\frac{R_2 C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \quad (3.7)$$

Para obtener la ganancia unitaria y simplificar la selección de los componentes, $C_1 = C_2$, $R_3 = 2R_1$ quedando R_2 como resistor de ajuste de ω_0 y Q . De esta manera los parámetros anteriores se reducen a:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1} \left(\frac{R_2 + R_1}{2R_2} \right)^{1/2} \quad (3.8)$$

$$Q = \left(\frac{R_2 + R_1}{2R_2} \right)^{1/2} \quad (3.9)$$

Los elementos utilizados en ambos filtros son de bajo porcentaje de error, midiéndose su valor real para ajustar a los valores deseados y asegurar que los valores de los parámetros se mantengan constantes. Para el FPBa-1, $f_0 = 100$ Hz con $Q = 3.1066$ y para el FPBa-2 $f_0 = 10$ kHz y $Q = 4.893$.

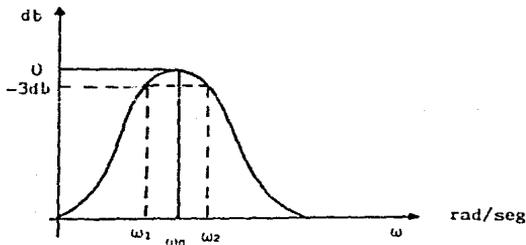


Fig. 3.6

3.2.3 Etapa de Potencia.

La Etapa de Potencia tiene la función de proporcionar una ganancia de corriente a la señal del oscilador con el fin de que, al conectar cualquier impedancia (carga determinada por el límite del rango de medición) no se presente una caída de voltaje en la

amplitud.

La configuración utilizada en esta etapa es la de un amplificador seguidor de emisor clase B de par complementario y un amplificador operacional, tal y como lo muestra la figura 3.7.

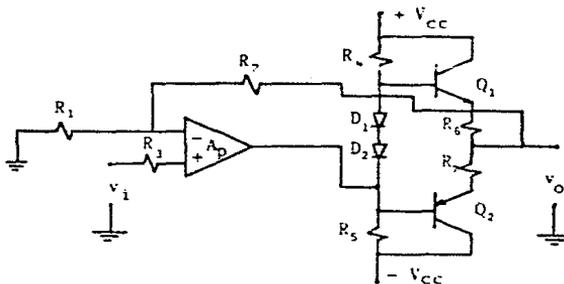


Fig. 3.7

Este tipo de amplificador presenta ventajas en cuanto a distorsión no lineal con respecto a otras configuraciones. Por ejemplo, en un amplificador clase A, al alimentarlo con una señal senoidal pura, debido a las características de los transistores producirán una señal de salida que no es senoidal, ya que se encontrará alargada en un semiciclo y aplastada en el otro. En un amplificador clase B, sin embargo, ambos ciclos son idénticos en forma. La razón de esto es de que en un clase A se producirán además de la señal fundamental todas sus armónicas, mientras que en un clase B se eliminan las armónicas pares. Para evitar la distorsión de cruce se encuentran conectados los diodos D_1 y D_2 los cuales polarizan los transistores manteniéndolos siempre encendidos. Las resistencias de emisor son colocadas para estabilizar el punto de operación de los transistores

contra variaciones. El amplificador operacional (A_p), realimentado en configuración no inversora tiene las funciones de estabilizar el voltaje de salida contra variaciones externas y aislar al generador de funciones.

El circuito está diseñado para máxima potencia en la carga, considerando una carga máxima de $R_L = 5 \Omega$ (determinada por el límite del rango de operación del instrumento), voltaje de polarización $V_{CC} = 5 [V]$ y máxima potencia de disipación de los transistores de 500 mW.

3.3 Etapa Sensora.

La Etapa Sensora tiene la función de registrar un voltaje senoidal cuya amplitud y fase están determinadas por las características de la impedancia o admitancia desconocida. Así, la detección de las componentes real e imaginaria de la señal es una forma indirecta de la cuantificación de las partes resistiva y reactiva de la impedancia; en otras palabras, el valor de la impedancia o admitancia desconocida se determina en función del voltaje sentido en esta etapa.

Los circuitos que integran la etapa sensora son: el circuito sensor, el filtro paso altas (FPA-1) y el circuito amplificador A_2 , que se muestran en el diagrama de la figura 3-A.

3.3.1 Circuito Sensor.

Es uno de los circuitos más importantes del Medidor Digital de Impedancias, sin embargo, es el de configuración más sencilla.

El circuito sensor (figura 3.8) consiste en un amplificador operacional en su configuración inversora, cuya función de

transferencia está dada por:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = - \frac{Z_f}{Z_i} \quad (3.10)$$

de donde:

$$V_o(s) = - V_i(s) \frac{Z_f}{Z_i} \quad (3.11)$$

en función de la admitancia:

$$V_o(s) = - V_i(s) \frac{1/Y_f}{1/Y_i} = - V_i(s) \frac{Y_i}{Y_f} \quad (3.12)$$

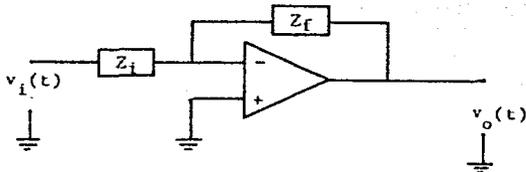


Fig. 3.8

Cuando se desea medir la inductancia de bobinas, solenoides, etc. y/o su resistencia de pérdidas en serie, el amplificador A_1 de la figura 3.A opera en "modo impedancia", esto es, una vez seleccionada la función correspondiente (L ó R), el elemento a medir (identificado como Z_x) queda conectado como elemento de realimentación de A_1 y la resistencia de rango R_r en la entrada inversora.

De ecuación 3.11, se tiene:

$$V_x(s) = - V_i(s) \frac{Z_x}{R_r} \quad (3.13)$$

donde:

$$Z_x = R_s + j\omega L \quad (3.14)$$

analizando en fasores:

$$\bar{V}_x = -\bar{V}_i \frac{Z_x}{R_r} = -V_i \angle \phi_i \frac{Z_x \angle \phi_x}{R_r} \quad (3.15)$$

$$\bar{V}_x = -V_i \frac{Z_x}{R_r} \angle \phi_i + \phi_x \quad (3.16)$$

donde:

$$Z_x = \sqrt{R_s^2 + (\omega L)^2} \quad \text{y} \quad \angle \phi_x = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R_s} \quad (3.17)$$

como V_i es la señal de referencia, $\phi_i = 0^\circ$, entonces:

$$\bar{V}_x = -\frac{V_i}{R_r} Z_x \angle \phi_x \quad (3.18)$$

sustituyendo Z_x por sus componentes:

$$\bar{V}_x = -\frac{V_i}{R_r} (R_s + j\omega L) \quad (3.19)$$

gráficamente:

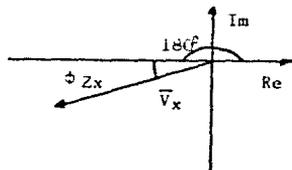


Fig. 3.9

en el dominio del tiempo, si $v_i(t) = V_i \cos \omega t$:

$$v_x(t) = -V_i \frac{Z_x}{R_r} \cos(\omega t + \phi_x) \quad (3.20)$$

En la ec. (3.19) se puede observar que las componentes real e imaginaria de \bar{V}_x son proporcionales a R_s y ωL respectivamente. En la ec. (3.20) se observa, así mismo, que tanto fase y amplitud de $v_x(t)$ son función directa de Z_x .

Para medir la capacitancia y/o su resistencia de fuga equivalente en paralelo de capacitores, A_1 opera en "modo admitancia". En este caso, al seleccionar C o G, el elemento a medir Y_x se conecta en la entrada inversora de A_2 y R_f en la realimentación.

De ecuación (3.10):

$$\bar{V}_x(s) = -V_i(s) \frac{R_f}{1/Y_x} = -V_i(s) R_f Y_x \quad (3.21)$$

donde:

$$Y_x = G_p + j\omega C \quad (3.22)$$

nuevamente, ec. (3.21) en fasores:

$$\bar{V}_x = -V_i R_f Y_x / \phi_x \quad (3.23)$$

donde:

$$Y_x = \sqrt{G_p^2 + (\omega C)^2} \quad \phi_x = \tan^{-1} \frac{\omega C}{G_p}$$

$$\text{y } \bar{V}_i = V_i / 0^\circ \quad (3.24)$$

sustituyendo Y_x por sus componentes:

$$\bar{V}_x = -R_f V_i (G_p + j\omega C) \quad (3.25)$$

gráficamente:

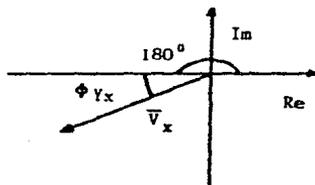


Fig. 3.10

NOTA: Como $\bar{A} = -A_m / \phi_m = A_m / \phi_m + 180^\circ$

entonces ec. (3.23):

$$\bar{V}_x = R_r V_i Y_x \angle \phi_x \pm 180^\circ \quad (3.26)$$

en el dominio del tiempo:

$$v_x(t) = -V_i R_r Y_x \cos(\omega t + \phi_x) \quad (3.27)$$

En la medición de resistencias se puede utilizar indistintamente el "modo impedancia" o "modo admitancia" seleccionando la función R o G, respectivamente. En el primer caso se tiene:

$$\bar{Z}_x = R_x \angle 0^\circ = R_x \quad (3.28)$$

y en "modo admitancia":

$$\bar{Y}_x = G_x \angle 0^\circ = G_x \quad (3.29)$$

De esta manera el voltaje a la salida de Λ_1 será:
en "modo impedancia":

$$\bar{V}_x = -V_i \frac{R_x}{R_r} = V_i \frac{R_x}{R_r} \angle 180^\circ \quad (3.30)$$

gráficamente:

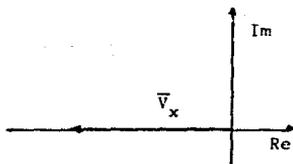


Fig. 3.11

o bien, en función del tiempo:

$$v_x(t) = -V_i \frac{R_x}{R_r} \cos(\omega t) \quad (3.31)$$

en "modo admitancia"

$$V_x = -V_i R_r G_x = V_i R_r G_x \angle 180^\circ \quad (3.32)$$

gráficamente:

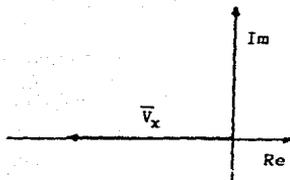


Fig. 3.12

en función del tiempo:

$$v_x(t) = -V_i R_r G_c \cos(\omega t) \quad (3.33)$$

En la práctica los inductores y capacitores de gran calidad, por lo general, presentan pocas pérdidas; esto es, su R_s y G_p respectivas son casi inapreciables (esto se observa al medir D) y en el caso ideal se puede considerar que R_s y G_p son nulas. Bajo esta consideración:

$$Z_x = j\omega L \quad \text{y} \quad Y_x = j\omega C \quad (3.34)$$

$$\phi_{xL} = \phi_{xC} = \tan^{-1} \frac{\omega L}{0} = \tan^{-1} \frac{\omega C}{0} = 90^\circ \quad (3.35)$$

Por lo tanto las ecs. (3.19), (3.20), (3.23), (3.25) y (3.27) se reducen respectivamente a las ecuaciones:

$$\bar{V}_x = -V_i \frac{\omega L}{R_r} \angle 90^\circ = V_i \frac{\omega L}{R_r} \angle 270^\circ \quad (3.36)$$

en el dominio del tiempo:

$$\begin{aligned} v_x(t) &= -V_i \frac{\omega L}{R_r} \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\ &= -V_i \frac{\omega L}{R_r} \text{sen}(\omega t) \end{aligned} \quad (3.37)$$

gráficamente:

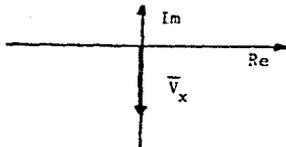


Figura. 3.13-a

$$\bar{V}_x = -V_i R_f \omega C \angle 90^\circ = V_i R_f \omega C \angle 270^\circ \quad (3.38)$$

gráficamente:

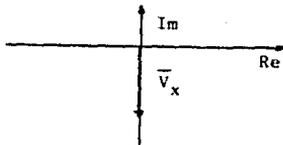


Figura. 3.13-b

en el dominio del tiempo:

$$\begin{aligned} v_x(t) &= -V_i R_f \omega C \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\ &= -V_i R_f \omega C \text{sen}(\omega t) \end{aligned} \quad (3.39)$$

Ahora bien, el circuito sensor es un Amp. Op. (particularmente, para inductores o capacitores puros actúa como derivador cuya ganancia está dada por la ec. (3.10). Sin embargo, para las condiciones óptimas de operación de A_1 , el nivel máximo de la señal a la entrada del voltmetro (sec. 3.7) y el evitar saturación en los Amps. Ops. se debe limitar su rango de amplificación. Por lo tanto la ganancia se encuentra en el siguiente intervalo:

$$0.8 \leq \frac{V_x(s)}{V_i(s)} < 8$$

Como $v_i(t) = 0.1 \cos(\omega t)$ [V], los límites a la salida serán:

$$80 \text{ mV}_{\text{pico}} \leq V_i < 800 \text{ mV}_{\text{pico}}$$

Corresponderá entonces, una vez seleccionada la función deseada, aplicar la frecuencia y la resistencia de rango (R_r) adecuada para obtener un $v_x(t)$ dentro del rango anterior y por lo tanto una lectura correcta en el desplegado digital (cap. 4).

Las resistencias de rango forman un banco de 6 resistores de precisión fabricados de metal depositado y con 1% de tolerancia.

Para que el circuito sensor opere en condiciones adecuadas, A_1 , debe presentar alta impedancia de entrada, bajos niveles de off-sett y amplio ancho de banda. Estas características las cubre perfectamente el Amp.Op. TL081, por lo tanto utilizado en la implementación del circuito.

3.3.2 Filtro Paso Altas (FPA-1)

Al igual que el FPA-2, el FPA-1 es un filtro activo de primer orden, de ganancia unitaria y alta impedancia de entrada. Tiene la función de eliminar el voltaje de off-sett que acompaña a la señal $v_x(t)$ a la salida del circuito sensor; por lo tanto, no es necesario que el filtro sea altamente selectivo. Básicamente consiste de la combinación de un filtro pasivo paso altas RC con un Amp. Op. "seguidor" como el que se muestra en la figura 3.14.

La frecuencia de corte queda determinada por los valores de

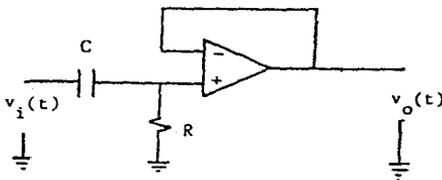


Fig. 3.14

los elementos pasivos, es decir: $\omega_o = 1/RC$, de manera que la selección adecuada de R y C permite que el filtro opere con una f_o de 2.75 [Hz], suficiente para eliminar la componente de c.d. de la señal $v_x(t)$.

Por otro lado, el filtro produce un defasamiento en la señal $v_x(t)$, determinado por:

$$\phi_1 = \tan^{-1}\omega RC$$

De esta manera, la señal a la salida del filtro está dada por la ecuación (3.40):

$$v'_x(t) = -V_x \cos(\omega t + \phi_x + \phi_1) \quad (3.40)$$

donde:

ϕ_x : defasamiento producido por Z_x o Y_x

ϕ_1 : defasamiento producido por el filtro.

3.3.3 Circuito Amplificador (A_2)

Es un Amp. Op. en configuración inversora y ganancia de voltaje $G = 5$ (fig. 3.15). La ganancia se ha seleccionado para que, en combinación con la ganancia máxima de A_1 ($G_{max} = 8$) se logre una amplitud máxima de la señal de 4 V_{pico} evitando con ello que los Amps. Ops. se saturen o distorsionen a la señal. Así mismo, como en A_1 se invierte la señal (se defasa 180°), en A_2 se invertirá nuevamente de manera que sus defasamientos se anularán mutuamente. De esta forma, si:

$$v_x(t)_{max} = -8 v_1(t) = -8(0.1)\cos(\omega t + \phi_x) \quad [V]$$

La señal a la salida del FPA-1 será:

$$v'_x(t)_{max} = -0.8 \cos(\omega t + \phi_x + \phi_1) \quad [V] \quad (3.41)$$

en la salida de A_2 :

$$v''_x(t)_{\max} = -5[-0.8\cos(\omega t + \phi_x + \phi_1)] = 4\cos(\omega t + \phi_x + \phi_1) \quad [V] \quad (3.42)$$

Similarmente, el nivel mínimo de $v''_x(t)$ es :

$$v''_x(t)_{\min} = 0.4\cos(\omega t + \phi_x + \phi_1) \quad [V] \quad (3.43)$$

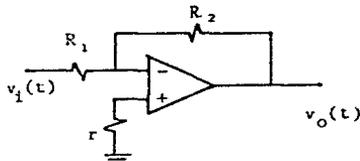


Fig. 3.15

3.4 Convertidor de Señales

La función de este circuito es la de obtener las señales $v_{c_1}(t)$ y $v_{c_2}(t)$ (señales de control de los Detectores de Componentes), a partir de la señal de referencia $v_i(t)$. Para ello, el Convertidor se integra de las siguientes etapas: Filtro Paso Altas FPA-2, Circuito Amplificador (A_3), Circuito Defasador (FPT) y dos comparadores C_1 y C_2 .

3.4.1 Filtro Paso Altas (FPA-2)

Tiene la función de eliminar la componente de c.d. que acompaña a la señal $v_i(t)$. Está diseñado siguiendo el mismo modelo utilizado en el FPA-1, es decir, ambos filtros tienen las mismas características. La finalidad de diseñarlos iguales es la de que ambos produzcan el mismo defasamiento a su señal respectiva. Adicionalmente, para minimizar variaciones entre uno y otro, debidas a incrementos de temperatura, los Amps. Ops. utilizados en los filtros se encuentran en el mismo C.I., el TL084, de características semejantes al C.I. TL081.

La señal de salida del FPA-2 es entonces:

$$v'_i(t) = v_i \cos(\omega t + \phi_2) \quad (3.44)$$

donde ϕ_2 es el defasamiento producido por FPA-2

y como ambos filtros son iguales (FPA-1 = FPA-2), se tiene que:

$$\phi_1 = \phi_2 = \phi$$

Comparando la ec. (3.44) con la ec. (3.40) se observa que $v'_x(t)$ y $v'_i(t)$ tienen un defasamiento adicional ϕ , del mismo valor. Con ello las ecs. (3.40) y (3.44) se reducen a las siguientes ecs. respectivamente:

$$v'_x(t) = -V_x \cos(\omega t + \phi_x) \quad (3.45)$$

$$v'_i(t) = V_i \cos(\omega t) \quad (3.46)$$

de donde se concluye que el defasamiento producido por los filtros no altera la relación de fase ϕ_x entre $v_x(t)$ y $v_i(t)$. Es por ello importante que sean idénticos.

3.4.2 Circuito Amplificador (A_3),

Es un circuito que presenta las mismas características de A_2 (inversor y $G = 5$). Tanto A_2 como A_3 se encuentran en un mismo C.I. (747).

La inversión y amplificación de la señal $v'_i(t)$ permite obtener a la salida de A_3 :

$$v''_i(t) = -0.5 \cos(\omega t) \quad [V] \quad (3.47)$$

Obsérvese que $v''_i(t)$ es la señal del oscilador invertida y amplificada.

Posteriormente, $v''_i(t)$ toma dos trayectorias, una directamente al comparador C_1 y la otra al circuito defasador de 90° .

3.4.3 Circuito Defasador 90° (Filtro Paso Todo -FPT-)

La señal de control del Defasador de Componente en Cuadratura, $v_{c2}(t)$, debe tener un corrimiento de fase de 90° respecto de $v_i(t)$. Este circuito tiene la función de defasar 90° la señal de referencia

$v_i(t)$. Es un Filtro Paso Todo, de ganancia unitaria, capaz de generar cualquier corrimiento de fase de la señal comprendido entre 0° y 180° para las frecuencias que se encuentran dentro de su ancho de banda de malla cerrada.

Como el corrimiento de fase está en función de la frecuencia aplicada, de un resistor (R') y un capacitor (C), fue necesario ajustar los elementos a valores que permitiesen defasar la señal 90° para las frecuencias de 100 Hz y 10 kHz. Con esto, se fijó C a un valor y se ajustó R' a dos valores, (R'_0 y R'_1) uno para $f_0 = 100$ Hz y otro para $f_1 = 10$ kHz. La configuración del FPT se muestra en la figura 3.16.

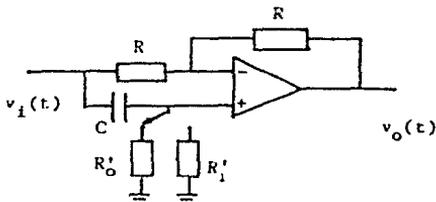


Fig. 3.16

De la figura 3.16 se tiene:

$$\frac{v_o(j\omega)}{v_i(j\omega)} = \frac{1 - j\omega CR'}{1 + j\omega CR'} = -1 e^{-j2\phi} \quad (3.48)$$

donde:

$$\phi = \tan^{-1} \omega CR' \quad (3.49)$$

3.4.4 Comparadores C_1 y C_2

Tienen la función de convertir ondas senoidales en ondas

cuadradas de la misma frecuencia. C_1 convierte la señal $v''_i(t)$ en la onda cuadrada $v_{c1}(t)$ que controla a DC-1; C_2 convierte la señal $v''_i(t)$, desfasada 90° , en la señal $v_{c2}(t)$, que controla a DC-2.

Ambos comparadores funcionan de la misma manera: la señal senoidal se compara con un nivel de voltaje, en este caso de cero volts (a este circuito se le conoce como detector de cruce de cero) la señal se aplica a la entrada no inversora (+) del comparador mientras que la entrada inversora (-) está permanentemente conectada a tierra (0 volts), como se muestra en la figura 3.17.

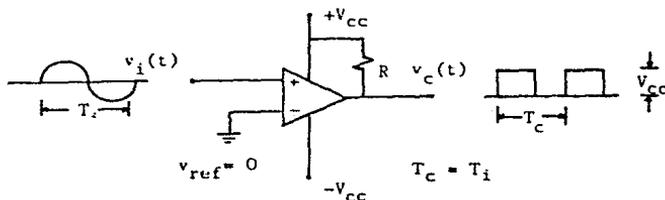


Fig. 3.17

El comparador básicamente es un Amp. Op. de alta ganancia que, al no ser realimentado, la señal a la salida se satura alcanzando los niveles de polarización formando una onda cuadrada de amplitud V_{cc} y frecuencia igual a la de $v_i(t)$.

C_1 y C_2 son comparadores integrados en un mismo C.I., con bajos niveles de voltajes y de corrientes de off-set, además de una aceptable rapidez de respuesta.

3.5 Detectores de Componentes (DC-1 y DC-2)

El Método de Detección de Componentes en Cuadratura, como ya se mencionó, determina el valor de las partes real e imaginaria

del fasor impedancia (sec. 1.1 y 2.7) o de su inverso, el fasor admitancia. En la figura 3.18 se muestra la ubicación del fasor impedancia \bar{Z}_x en el plano complejo.

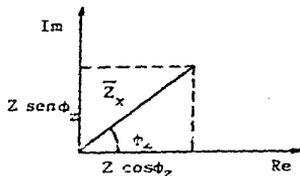


Fig. 3.18

$$\bar{Z}_x = Z e^{j\phi_z} \quad (3.50)$$

$$= Z \cos \phi_z + j Z \sin \phi_z \quad (3.51)$$

Por otra parte:

$$\bar{Z}_x = R + jX \quad (3.52)$$

igualando ecs. (3.51) con (3.52):

$$Z \cos \phi_z = R \quad \text{y} \quad Z \sin \phi_z = X \quad (3.53)$$

De donde se observa que la proyección del fasor \bar{Z}_x sobre el eje real ($Z \cos \phi_z$) corresponde a la componente resistiva de la impedancia (R), y la proyección en el eje imaginario $Z \sin \phi_z$ es la reactancia X .

De la misma manera, para el fasor admitancia \bar{Y}_x :

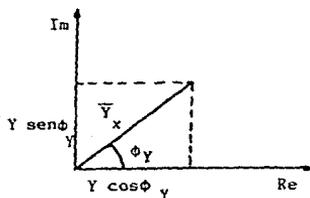


Fig. 3.19

$$\bar{Y}_x = Y \cos \phi_y + j Y \text{sen} \phi_y \quad (3.54)$$

$$\bar{Y}_x = G + jB \quad (3.55)$$

igualando ec. (3.54) y (3.55)

$$Y \cos \phi_y = G \quad (\text{conductancia}) \quad (3.56)$$

$$Y \text{sen} \phi_y = B \quad (\text{susceptancia}) \quad (3.57)$$

Los Detectores de Componentes tienen la función de registrar las componentes real e imaginaria de \bar{Z}_x o \bar{Y}_x , componentes que corresponden a los valores de R y X o G y B, respectivamente. Sin embargo \bar{Z}_x o \bar{Y}_x son cantidades que, como ya se mencionó, están dados en función de los voltajes senoidales cuya amplitud y defasamiento respecto del voltaje de referencia (voltaje del oscilador) son valores representativos del fasor.

El proceso de detección de las componentes es simple y se basa en la multiplicación de dos señales periódicas de la misma frecuencia.

Sean $v_1(t) = V_1 \cos(\omega t + \phi_1)$; $v_2(t) = V_2 \cos(\omega t + \phi_2)$, entonces:

$$v_1(t) \cdot v_2(t) = V_1 \cos(\omega t + \phi_1) \cdot V_2 \cos(\omega t + \phi_2) \quad (3.58)$$

de la identidad trigonométrica:

$$\cos x \cos y = \frac{\cos(x+y) + \cos(x-y)}{2} \quad (3.59)$$

ec. (3.59) en (3.58):

$$\begin{aligned} v_1(t) v_2(t) &= \frac{V_1 V_2}{2} [\cos[\omega t + \phi_1 + \omega t + \phi_2] + \\ &\quad + \cos[\omega t + \phi_1 - \omega t - \phi_2]] \quad (3.60) \\ &= \frac{V_1 V_2}{2} \cos(\phi_1 + \phi_2) + \frac{V_1 V_2}{2} \cos(2\omega t + \phi_1 + \phi_2) \end{aligned}$$

Considerando a una de las señales como señal de referencia y amplitud unitaria:

$$v_1(t) = \cos(\omega t) \quad (3.61)$$

entonces:

$$v_1(t) v_2(t) = \frac{V_1}{2} \cos \phi_1 + \frac{V_2}{2} \cos(2\omega t + \phi_1) \quad (3.62)$$

El primer término del segundo miembro de la ec. (3.62) es la componente de directa del producto $v_1(t) \cdot v_2(t)$ y su valor es proporcional a $\cos \phi$ que tiene $v_1(t)$ respecto de $v_2(t)$.

No necesariamente las señales son senoidales puras, siempre y cuando sean periódicas. Lo importante en este análisis es que siempre su producto va a arrojar en el resultado una componente de c.d. proporcional a $\cos \phi$, es decir:

$$v_1(t) \cdot v_2(t) = \text{componente de c.d.} + \text{armónicas} \quad (3.63)$$

$$\text{donde componente de c.d.} = K \cos \phi \quad (3.63')$$

Se han diseñado circuitos con elementos discretos o integrados que realizan el producto de dos señales periódicas: Multiplicadores Logarítmicos, multiplicadores de cuadrante al cuadrado, multiplicadores por modulación de ancho y alto de pulso, etc. Los multiplicadores a base de elementos discretos (logarítmicos, de cuadrante al cuadrado) resultan ser de baja calidad y, por consiguiente, casi obsoletos. Los multiplicadores fabricados en un solo circuito integrado resultan ser más costosos y, dependiendo de las características para las cuales se les requiera, se tienen que hacer consideraciones de precisión, corrimiento por temperatura, no linealidad, ajuste de cero, ajuste de factor de escala, etc., para seleccionar el más adecuado.

En forma resumida se enlista a continuación las limitantes de los multiplicadores conocidos.

Multiplicador Logarítmico.- Baja precisión y gran sensibilidad a la temperatura.

Multiplicador de Cuadrante al Cuadrado.- Amplio rango de frecuencia y buena precisión. Alto nivel de complejidad y costo.

Multiplicador por Modulación de Ancho y Alto de Pulso.- Alta precisión limitada por el generador de onda triangular y costo medio.

Multiplicador de Transconductancia Variable.- Buena precisión y bajo costo. Mala linealidad y estabilidad contra temperatura.

Multiplicador de Corriente Proporcional.- Buena linealidad y estabilidad contra temperatura. Bajo costo.

Existe un método más sencillo, económico y eficaz de realizar la multiplicación de dos señales. Para ello se utiliza una onda senoidal y una onda cuadrada de la misma frecuencia, y consiste en permitir e interrumpir periódicamente el paso de la onda senoidal.

El proceso se realiza accionando un interruptor mediante la onda cuadrada. El tiempo que permanece cerrado y abierto el interruptor está dado por el período de la misma. En su forma más simple, el método se muestra en la figura 3.20

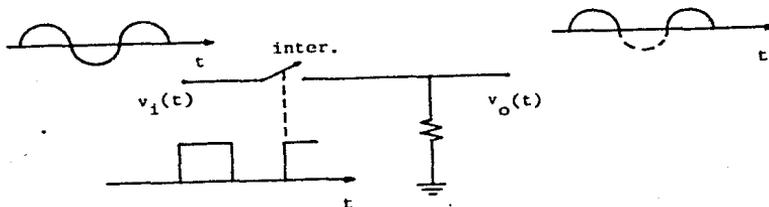


Fig. 3.20

Si se considera a la onda cuadrada como señal de referencia, $v_1(t)$ tendrá un defasamiento ϕ respecto de ésta, es decir:

$$v_1(t) = V_1 \cos(\omega t + \phi) \quad (3.64)$$

El proceso no es más que la multiplicación de la senoidal por 1 en el primer semiperíodo de la onda cuadrada y por 0 en el siguiente. La onda $v_0(t)$ a la salida es una nueva señal periódica la cual se puede expresar como una serie de senoidales (Serie de Fourier):

$$v_0(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (3.65)$$

donde:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v_0(t) \cos n\omega t \, \delta t & y \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v_0(t) \sin n\omega t \, \delta t \end{aligned} \quad (3.66)$$

Sin embargo, lo que se pretende en este análisis es encontrar el valor del voltaje de c.d. de la señal para compararlo con el de la ec. (3.63) por lo tanto sólo se analizará esta cantidad.

Componente de c.d. = $\frac{1}{2} a_0$, donde:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T v_0(t) \, \delta t \quad (3.67)$$

$$a_0 = \left[\frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_0(t) \, \delta(\omega t) \right] \quad (3.68)$$

por lo tanto:

$$\begin{aligned} \text{Comp. de c.d.} &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} V_1^2 \cos(\omega t + \phi) \, \delta(\omega t) + 0 \right] \\ &= -\frac{V_1}{2\pi} \left. \sin(\omega t + \phi) \right|_{-\pi/2}^{\pi/2} \end{aligned}$$

pero sí, $\sin(a+b) = \sin a \cdot \cos b + \cos a \cdot \sin b$:

$$\begin{aligned} &= -\frac{V_1}{2\pi} (\sin \omega t \cdot \cos \phi + \cos \omega t \cdot \sin \phi) \Big|_{-\pi/2}^{\pi/2} \\ &= -\frac{V_1}{2\pi} \left[\sin \frac{\pi}{2} \cdot \cos \phi + \cos \frac{\pi}{2} \cdot \sin \phi - \left(-\sin \frac{\pi}{2} \cdot \cos \phi - \cos \frac{\pi}{2} \cdot \sin \phi \right) \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= -\frac{V_1}{2\pi} (2 \cos \phi) \\
 &= \frac{V_1}{\pi} \cos \phi
 \end{aligned} \tag{3.69}$$

por lo tanto:

$$v_0(t) = \frac{V_1}{\pi} \cos \phi + \Sigma \text{ armónicas} \tag{3.70}$$

Comparando los ecs. (3.70) y (3.63') se puede observar que en ambas la componente de c.d. es proporcional a $\cos \phi$. Además en la ec. (3.69) el coeficiente de $\cos \phi$ es la magnitud de $v_1(t)$ dividida entre la constante π .

Ahora bien, si se efectúa un corrimiento de fase adicional de 90° entre $v_1(t)$ y la señal que controla el interruptor, se tiene:

$$v_1(t) = V_1 \cos \left(\omega t + \phi + \frac{\pi}{2} \right)$$

la señal a la salida será:

$$v_0(t) = \frac{V_1}{\pi} \cos \left(\phi + \frac{\pi}{2} \right) + \Sigma \text{ armónicas} \tag{3.71}$$

donde la componente de c.d. es:

$$\text{comp. de c.d.} = \frac{V_1}{\pi} \cos \left(\phi + \frac{\pi}{2} \right) = \frac{V_1}{\pi} \text{sen } \phi \tag{3.72}$$

Comparando las ecs. (3.56) y (3.64) con la ec. (3.69) y las ecs. (3.57) y (3.62) con la ec. (3.72) se puede observar que las componentes real e imaginaria de Z_x o Y_x son proporcionales a los valores obtenidos en (3.69) y (3.70). Sin embargo, para obtener la componente c.d. es necesario eliminar las armónicas que no desempeñan ninguna función en este análisis, mediante un Filtro Paso Bajas.

Los Detectores de Componentes utilizan esta forma de multiplicación de señales para la obtención de las componentes de Z_x o Y_x por ser más sencilla, eficaz y económica que la utilizada por los multiplicadores anteriormente mencionados.

3.5.1 Detector de Componente en Fase (DC-1)

Tiene la función de registrar un voltaje de c.d. cuyo valor es proporcional a R o G. Para ello, consta del interruptor SW-1, el seguidor A_1 , el Filtro Paso Banda FPB_a-1 y el atenuador A_6 , de ganancia $G = 0.2\pi$.

El SW-1 es un interruptor análogo en el cual se realiza el proceso de multiplicación donde, v una señal senoidal de entrada $v''_x(t) = v_x(t)$ y una señal de control $V_{c1}(t)$, la señal a la salida, de acuerdo a la ec. (3.70), estará dada por la expresión:

$$v_{R,G}(t) = \frac{V_x}{\pi} \cos \phi_x + \Sigma \text{armónicas} \quad (3.73)$$

donde ϕ_x es el defasamiento existente entre $v_x(t)$ y $v_i(t)$ y es producido por Z_x o Y_x .

En modo impedancia, la ec. (3.73) se convierte en:

$$v_R(t) = \frac{V_i}{\pi} Z_x \cos \phi_x + \Sigma \text{armónicas} \quad (3.74)$$

En modo admitancia:

$$v_G(t) = \frac{V_i}{\pi} Y_x \cos \phi_x + \Sigma \text{armónicas} \quad (3.75)$$

A_{1a} es un Amp. Op. seguidor que acopla el FPB_a-1 con SW-1, impide que el efecto transitorio de las conmutaciones en SW-1 afecte al filtro, así como la impedancia de entrada de éste tenga efecto en el interruptor.

FPBa-1 es un Filtro Paso Bajas de 2º orden, realimentación múltiple y ganancia unitaria, su función es eliminar las armónicas de la señal $v_{R,G}(t)$ de manera que a su salida se obtiene sólo la componente de c.d.

La frecuencia de corte del filtro es $f_c = 1.56[\text{Hz}]$, su valor asegura la eliminación de las armónicas para cualquiera de las

frecuencias de operación utilizadas, (figura 3.21-a).

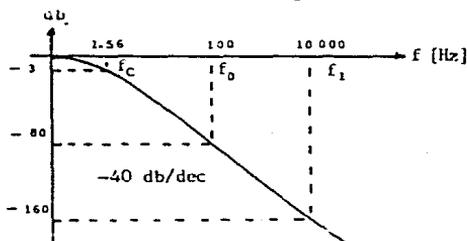


Fig. 3.21-a

La configuración del FPBa-1 se muestra en la figura 3.21-b:

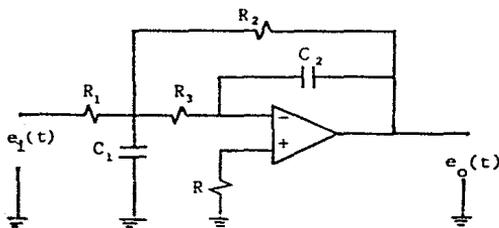


Fig. 3.21-b

cuya función de transferencia está dada por la expresión:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = - \frac{1}{s^2 + \frac{1}{C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.76)$$

expresión que tiene la forma:

$$H(s) = \frac{\omega_o^2}{s^2 + \frac{Q}{\omega} s + \omega_o^2} \quad (3.77)$$

de donde:

$$\omega_o = \omega_{\text{corte}} = \frac{1}{(R_1 R_2 C_1 C_2)^{1/2}} = 2\pi f_c \quad (3.78)$$

En la salida del Filtro se tendrá:

$$v_{R,G} = \frac{v_x''}{\pi} \cos \phi_x \quad (3.79)$$

En modo impedancia:

$$\begin{aligned} v_R &= \frac{v_i}{\pi} (5) \frac{Z_x}{R_r} \cos \phi_x \\ &= \frac{0.1}{\pi} \left(\frac{10}{2}\right) \left(\frac{Z_x}{R_r} \cos \phi_x\right) \\ &= \frac{1}{R_r} \left(\frac{1}{2\pi}\right) R_x \end{aligned} \quad (3.80)$$

En modo admitancia:

$$v_G = R_r \left(\frac{1}{2\pi}\right) G_x \quad (3.81)$$

Finalmente $v_{R,G}$ pasa por A_6 , amplificador en configuración inversora y ganancia $G = (0.2)\pi$, (figura 3.22).

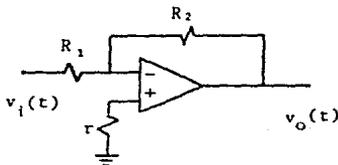


Fig. 3.22

La selección de la ganancia para A_6 es con el fin de eliminar el factor $\frac{1}{2\pi}$, por lo que, a la salida del Detector se tiene finalmente:

En "modo impedancia"

$$v_R' = \frac{0.1}{R_1} \frac{2\pi}{2\pi} R_x = k_1 R_x \quad (3.82)$$

En "modo admitancia"

$$v_G' = 0.1 R_r G_x = k_2 G_x \quad (3.83)$$

Donde k_1 y k_2 son los factores de escala múltiples de 10 cuyos valores dependen de las resistencias de rango R_r , seleccionadas

adecuadamente, (mediante el selector de escalas) para un despliegue idóneo de la cantidad que se mide.

3.5.2 Detector de Componente en Cuadratura (DC-2)

Está integrado por el interruptor analógico SW-2, el seguidor A_3 y el Filtro Paso Bajas FPBa-2.

Los tres circuitos tienen la misma función que en el DC-1, por lo tanto idénticos. Los interruptores analógicos se encuentran en un mismo C.I. (CD4016) igualmente A_4 , A_5 en (747), asimismo, FPBa-1 y FPBa-2 tienen las mismas características y sus Amps. Ops. se encuentran en un mismo C.I. (747).

Según la explicación anterior de la multiplicación de dos señales, la señal de control, $v_{c_2}(t)$ tiene un corrimiento adicional de 90° , lo que le permite al detector registrar la componente imaginaria de Z_x o Y_x implícita en $v''_x(t)$.

En la salida del SW-2 y de acuerdo a la ec. (3.71), se tiene:

$$v_{X,B}(t) = \frac{v''_x}{\pi} \text{sen } \phi_x + \Sigma \text{armónicas} \quad (3.84)$$

En la salida de FPBa-2:

$$v_{X,B} = \frac{v''_x}{\pi} \text{sen } \phi_x \quad (3.85)$$

Esta es la justificación de realizar el corrimiento de fase de $v_i(t)$ para obtener $v_c(t)$.

En "modo impedancia":

$$\begin{aligned} v_x &= \frac{v_i}{\pi} 5 \frac{Z_x}{R_r} \text{sen } \phi_x \\ &= \frac{0.1}{\pi} \left(\frac{10}{2}\right) \left(\frac{Z_x}{R_r} \text{sen } \phi_x\right) \\ &= \frac{1}{2\pi R_r} Z_x \text{sen } \phi_x \\ &= \frac{1}{2\pi R_r} Y_x \end{aligned} \quad (3.86)$$

pero, si la reactancia $X_x = 2\pi f L_x$:

$$v_x = \frac{f}{R_f} L_x \quad (3.87)$$

Similarmente, en modo admitancia:

$$v_B = R_1 \left(\frac{1}{2\pi}\right) B_x \quad (3.88)$$

donde, si la susceptancia $B_x = 2\pi f C_x$:

$$v_B = R_1 f C_x \quad (3.89)$$

En las ecs. (3.87) y (3.89) se puede observar que el coeficiente 2π que acompaña tanto a L_x como C_x se anularán gracias al escalamiento adecuado obtenido en A_2 ($G = 5 = \frac{10}{2}$) y el factor $\frac{1}{\pi}$ resultante en la componente de c.d. de $v_{X,B}(t)$. Como R_1 y f son múltiplos de 10:

$$v_x = k_3 L_x \quad (3.90)$$

y

$$v_B = k_4 C_x \quad (3.91)$$

Donde k_3 y k_4 también son múltiplos de 10 y son los factores de escala, que ahora no solo dependerán de R sino también de la frecuencia de operación seleccionada.

Para entender el procesamiento de las señales en el DC-1y DC-2, supóngase que se mide primero un resistor puro, entonces $\phi_x = 0^\circ$ y el proceso de la señal en ambos Detectores será como el que se muestra en la figura 3.23-a.

Si ahora se quiere la medición de un capacitor puro, es decir, $\phi_x = 90^\circ$, la representación de las señales se muestran en la figura 3.23-b.

En ambas figuras se observa cómo se realiza la medición de R y C mediante el valor de voltaje de c.d.

PROCESO PARA MEDIR R

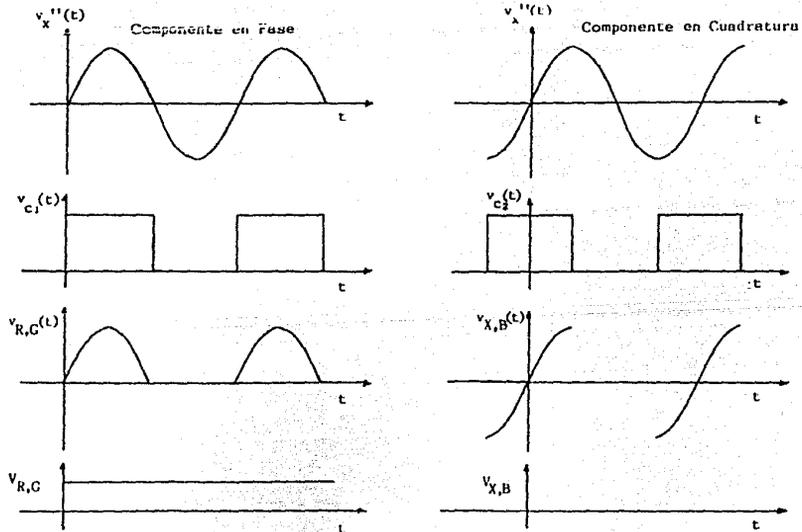


Figura 3.23-a

PROCESO PARA MEDIR C

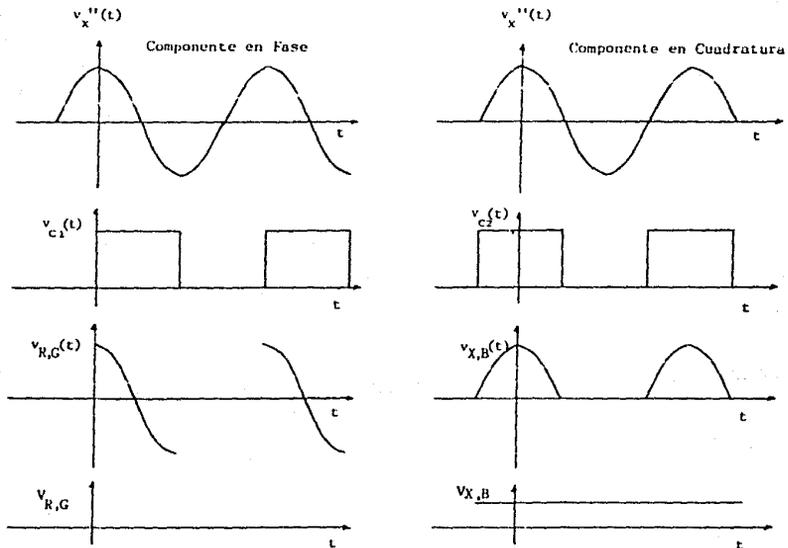


Figura 3.23-b

3.6 Circuito para el cálculo del Factor de Disipación D

El circuito realiza la división de la parte real (R_e) entre la parte imaginaria (I_m) mediante el cociente de dos niveles de voltaje de c.d. que pueden variar entre 100 mV y 2 V. El resultado lo presenta también mediante un voltaje de c.d.

Los métodos para realizar la división en forma analógica son complejos. La base de la mayoría de ellos es por medio de los circuitos multiplicadores (sec. 3.5). Tienen la limitante de que el denominador debe ser constante y, para obtener el cociente D, tanto numerador como denominador son variables, por lo tanto no puede utilizarse ninguno de estos métodos.

En forma digital, el cociente puede realizarse básicamente de dos formas, utilizando un microprocesador o diseñando un circuito lógico discreto. Estos métodos presentan problemas como, limitaciones de operación, complejidad en el diseño de circuitos y alto costo de implementación.

Estos problemas obligaron a estudiar la posibilidad de realizar la división mediante un método diferente que pudiese manejar los elementos variables. Después de un gran número de pruebas se obtuvo un método que resultó práctico y eficiente, cuya operación permite manejar las componentes R_e e I_m mediante niveles de voltaje de c.d. Su descripción, características y circuitos que lo integran se tratan a continuación.

El principio de operación del método es el siguiente:

El Factor de Disipación D está dado por la siguiente expresión:

$$D = \frac{R_e}{I_m} \quad (3.92)$$

de donde:

$$R_e = I_m D \quad (3.93)$$

De la ec. (3.93) se puede formar el siguiente sistema de ecuaciones:

$$f_1(D) = R_e \quad (3.94)$$

$$f_2(D) = I_m D \quad (3.94')$$

Este sistema de ecs. es la base del método, en donde $f_1(D) = R_e$ es una función constante, y en $f_2(D)$, I_m es constante y D variable, por lo tanto, el valor de D que resuelve el sistema es aquel que hace se cumpla la condición:

$$f_1(D) = f_2(D) \quad (3.96)$$

y será, a su vez, el valor esperado que cumple con la ec. (3.92).

El proceso se realiza mediante una evaluación continua (no discreta) de la variable D , incrementándose a partir de $D = 0$ hasta lograr la verificación de la ec. (3.96).

Físicamente, las constantes I_m y R_e son niveles de voltaje de c.d. (I_m es V_X ó V_B y R_e es V_R ó V_G) y el factor D esta representado por la variable tiempo, t . De esta forma, las ecs. (3.93) y (3.94) se expresan como:

$$V_{Re} = V_{Im} t \quad (3.97)$$

$$V_1(t) = V_{Re} \quad (3.98)$$

$$V_2(t) = V_{Im} t \quad (3.98')$$

donde:

$$R_e = V_{Re}$$

$$I_m = V_{Im}$$

$$D = t$$

$$f_1(D) = V_1(t)$$

$$f_2(D) = V_2(t)$$

Las ecs. (3.98) y (3.98) representan:

$V_1(t)$: El nivel de voltaje constante V_{Re} (parte real)

$V_2(t)$: El resultado de la integración del nivel de voltaje constante V_{Im} (parte imaginaria).

por lo tanto la cantidad esperada es el valor de t , que cumple con la igualdad:

$$V_1(t) = V_{Im} t_1 \quad (3.99)$$

Como t_1 es una cantidad variable en el tiempo, para registrar su magnitud, simultáneamente al proceso de integración de V_{Im} , se efectúa la integral de un voltaje constante. El valor alcanzado por esta segunda integral, en $t = t_1$ será proporcional a dicho intervalo de tiempo.

La ecuación del segundo integrador está dada por:

$$V_d(t) = k t$$

donde k es una constante de proporcionalidad.

Así, en el instante t_1 , en el cual se cumple la condición (3.99), se tendrá:

$$V_d(t) = k t_1 \quad (3.100)$$

momento en el cual se detiene este integrador y $V_d(t_1)$ es proporcional al factor D que se buscaba.

El proceso se observa en los diagramas de la figura 3.24.

Los bloques o etapas que integran el circuito para el cálculo del factor D son: Etapa de Amplificación, Integradores I-1, I-2 e I-3, Comparadores C_3 y C_4 y Filtro Paso Bajas (FPBa-3).

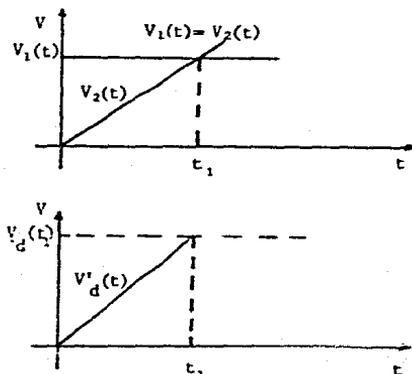


Figura 3.24

3.6.1 Etapa de Amplificación

Está formada por dos amplificadores inversores y un amplificador no inversor (figura 3.25), tiene como objetivo el escalamiento de $V_1(t)$. La amplificación de este voltaje obedece a que capacitores e inductores de gran calidad presentan un Factor de Disipación muy pequeño, por lo que V_{Re} puede llegar a tomar valores menores a 1 mV y V_{Im} puede ser mayor que 1 V ocasionando cocientes muy pequeños, con lo cual con el fin de presentar un resultado con la mejor resolución posible se hace necesario esta amplificación, y así D oscilará entre 100 mV y 1.999 V.

Respecto a la selección de las escalas de amplificación (1,10 y 100) se consideró que el valor de $V_1(t)$ mínimo que se debe amplificar es de 10 mV debido a que un valor menor podría estar formado en gran parte por off-set de la etapa que lo proporciona.

Las escalas de amplificación son de 1,10 y 100 con lo cual el valor máximo de D que se puede calcular es 1.999 y el mínimo es 0.001.

Para la ganancia 1 se requiere únicamente la inversión de la

señal debido a que la polaridad de $V_1(t)$ debe ser siempre negativa para una correcta comparación con $V_2(t)$.

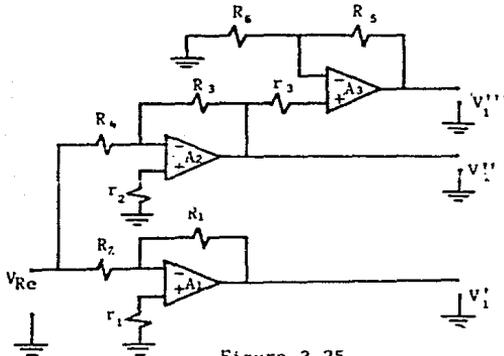


Figura 3.25

En la figura 3.25 el amplificador inversor A_1 de ganancia unitaria proporciona la inversión de la señal $V_1(t)$.

De la función de transferencia de A_1 :

$$\frac{V_1'(t)}{V_1(t)} = -\frac{R_1}{R_2}$$

donde:

$$R_1 = R_2$$

-se tiene:

$$V_1'(t) = -V_1(t) = -V_{Re} \quad (3.101)$$

El primer bloque de amplificación por 10 lo proporciona el amplificador inversor A_2 , cuya función de transferencia es:

$$V_1''(t) = -\frac{R_3}{R_4} V_1(t) = -10 V_{Re} \quad (3.102)$$

donde:

$$R_3 = 10 R_4$$

Para la ganancia por 100 se utiliza un segundo bloque de amplificación por 10 a continuación del primero, proporcionado por el amplificador no inversor A_3 .

La función de transferencia está dada por:

$$V_1'''(t) = \left[1 + \frac{R_5}{R_6} \right] V_1''(t) \quad (3.103)$$

donde:

$$\frac{R_5}{R_6} = 9$$

entonces:

$$V_1''''(t) = 10 V_1'''(t) = 10 (-10 V_1(t)) = -100 V_{Re} \quad (3.104)$$

3.6.2 Integradores (I-1, I-2 e I-3)

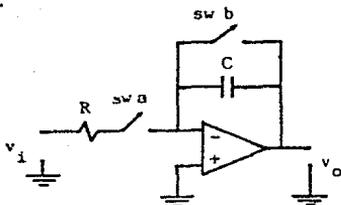
El integrador I-1 tiene la función de realizar el proceso de integración de voltaje constante V_{Im} . La integral es una rampa ($V_2(t)$) la cual crecerá hasta alcanzar un determinado valor. Este valor será el mismo que tendrá $V_1(t)$ y en ese instante (t_1) el proceso de integración se detiene. (Ver figura 3.24 y ec.(3.99)).

El integrador I-2 mide el tiempo t_1 a través de un nivel de voltaje. Para ello, I-2 realiza la integración de un voltaje de c.d., al mismo tiempo que I-1 integra a V_{Im} , el voltaje $V_D(t)$ alcanzado por I-2, cuando la integración se detiene, (figura 3.24) será proporcional a t_1 (ec. (3.100)).

El integrador I-3 controla el tiempo que dura la etapa de mantenimiento de I-2, es decir, controla el tiempo que debe permanecer el voltaje final de I-2 cuando la integración se detiene, para que éste se pueda presentar en el display (Recuérdese que este voltaje es proporcional a t_1 , y t_1 representa a D). Sin embargo,

si el tiempo para mantener el voltaje en I-2 es muy grande, éste tenderá a disminuir debido a pérdidas en el capacitor del integrador, es por ello que el proceso se hace repetitivo tal y como se verá más adelante.

Para analizar el funcionamiento de los integradores, es necesario explicar las cuatro etapas o modos de operación que se verifican en el circuito integrador completo que se muestra en la figura 3.26.



sw _a	sw _b	Modos de Operación
ce	ce	Restauración uno
ce	ab	Integración
ab	ce	Restauración dos
ab	ab	Mantenimiento

Figura 3.26

En las etapas de restauración 1 y 2 se lleva a cero volts la salida de los integradores, mediante la descarga de su capacitor correspondiente. En la segunda etapa se realiza el proceso de integración propiamente dicho. Finalmente en la etapa de mantenimiento, la salida de los integradores permanece a un voltaje fijo, voltaje en el cual fue interumpida la fase de integración. El cambio de una etapa a otra queda controlada por los interruptores sw-a y sw-b.

En los integradores I-1 e I-3 sólo se verifican las etapas de restauración 1 e integración. En I-2 se llevan a cabo las cuatro etapas.

A continuación se analiza el funcionamiento del integrador completo durante sus cuatro etapas, describiéndolo primero en forma

general y en seguida aplicando el análisis a cada integrador.

3.6.2.1 Restauración 1

Esta etapa, presente en los tres integradores, tiene como objetivo llevar a cero volts la salida de los mismos. Se presenta cuando los interruptores sw-a y sw-b de la figura 3.26 están cerrados. En este caso, los interruptores presentan la configuración del circuito que se muestra en la figura 3.27, circuito en el que se incluye la resistencia r_b del interruptor sw-b debido a que su valor influye determinantemente en el circuito, es la resistencia en la que se descarga el capacitor.

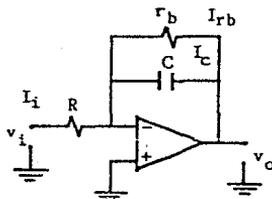


Figura 3.27

Analizando el circuito:

$$V_x = V_y = 0 \text{ por lo tanto } V_o(t) = -V_c(t);$$

$$I_i = \frac{V_i(t)}{R} = I_{r_b} + I_c$$

$$I_{r_b} = \frac{V_c(t)}{r_b} \quad e$$

$$I_c = C \frac{dV_c(t)}{dt}$$

por lo tanto:

$$\frac{V_i}{R} = \frac{V_c}{r_b} + C \cdot \frac{dV_c}{dt}$$

agrupando términos:

$$\frac{dV_c(t)}{dt} + \frac{V_c(t)}{r_b C} = \frac{V_i(t)}{RC}$$

ecuación diferencia cuya solución está dada por:

$$V_c(t) = k e^{-\frac{1}{r_b C} t} + V_i \frac{r_b}{R} \quad (3.105)$$

Para el caso en el cual se activa por vez primera el circuito, los capacitores de los integradores están a cero volts como condición inicial, por lo que $k = k_0 = -V_i(t) \frac{r_b}{R}$, entonces:

$$V_c(t) = V_i(t) \frac{r_b}{R} - V_i(t) \frac{r_b}{R} e^{-\frac{1}{r_b C} t} \quad (3.106)$$

$$V_o(t) = -V_i(t) \frac{r_b}{R} + V_i(t) \frac{r_b}{R} e^{-\frac{1}{r_b C} t} \quad (3.107)$$

$V_o(t)$ presenta una parte permanente y otra transitoria. Como el objetivo de esta etapa es obtener un $V_o(t) = 0$, la parte que ocasiona problemas es la permanente, cuyo valor se tiene que eliminar o por lo menos reducir a 1 mV para que no afecte la medición.

a 1) Para el integrador I-1 (figura 3.2b) se tiene:

$$V_2(t) = -V_{Im} \frac{r_1}{R_1} + V_{Im} \frac{r_1}{R_1} e^{-\frac{1}{r_1 C_1} t} \quad (3.108)$$

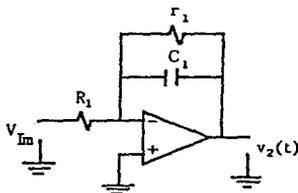


Figura 3.2b

Como V_{Im} puede variar entre 10 mV y 2 V, para hacer:

$$V_{Im} \frac{r_1}{R_1} e^{-\frac{1}{r_1 C_1} t} \leq 1 \text{ mV} \quad (3.110)$$

y sabiendo que $r_1 = 500 \Omega$ a 25°C se selecciona $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ de manera que, en el caso del máximo valor de V_{Im} (2 V):

$$1 \text{ mV} \geq 2 \frac{r_1}{R_1} = 2 \frac{500 \Omega}{1 \times 10^6 \Omega}$$

Para este caso:

$$\begin{aligned} V_2(t)_{\max} &= -0.5(2) + 0.5(2) e^{-\frac{1}{r_1 C_1} t} \text{ [mV]} \\ &= -1 + e^{-\frac{1}{r_1 C_1} t} \text{ [mV]} \end{aligned} \quad (3.111)$$

ó, aproximadamente en estado estable:

$$V_2(t)_{\max} = 0 \text{ V}$$

a 2) Para el integrador I-2 (figura 3.29)

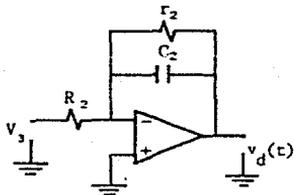


Figura 3.29

$$V_d(t) = -V_3(t) \frac{R_2}{R_2} + V_3(t) \frac{R_2}{R_2} e^{-\frac{1}{r_2 C_2} t} \quad (3.112)$$

Con $V_3(t) = -3.3 V_{c.d.}$, $r_2 = 500 \Omega$ a 25°C y una selección adecuada de R_2 y C_2 , se obtiene:

$$V_d(t) = -5 + 5 e^{-\frac{1}{r_2 C_2} t} \text{ [mV]} \quad (3.113)$$

en donde el voltaje constante -5 mV se anula mediante el ajuste de off-set para que, en estado permanente:

$$V_d(t) = 0 \text{ Volts}$$

a 3) Para el integrador I-3 (figura 3.30)

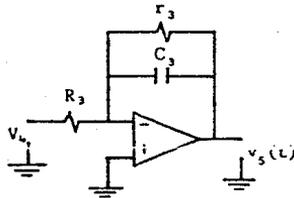


Figura 3.30

$$V_5(t) = -7.5 + 7.5 e^{-\frac{1}{R_3 C_3} t} \quad [\text{mV}] \quad (3.114)$$

similarmente a I-2 el valor de -7.5 mV se anulará ajustando el off-set del operacional de manera que, en estado permanente:

$$V_5(t) = 0 \text{ Volts}$$

Recuérdese que I-3 controla el tiempo que permanece la etapa de mantenimiento de I-2, proceso que se realiza en forma repetitiva y cuya frecuencia mínima de repetición es de 1 Hz para lo cual se seleccionaron los valores adecuados de R_3 y C_3 .

Para cuando se presenta la etapa de integración y para todos los ciclos siguientes (ver figura 3.31) las condiciones iniciales en los integradores son:

b 1) El voltaje inicial de C_1 cuando, en la etapa de integración llegó a saturarse el Amp. Op., será:

$$V_c(0) = 3 \text{ [V]}$$

por lo tanto:

$$V_2(t) = 3 e^{-\frac{1}{R_1 C_1} t} \text{ [V]} \quad (3.115)$$

Para determinar el tiempo en el cual se lleva a cero volts la salida de I-1 se seleccionó un valor de C_1 tal que, combinado con $r_1 = 500\Omega$ se obtuviera un voltaje de $1\mu V$, el cual se puede considerar prácticamente cero. Por lo tanto:

$$t_1 = -r_1 C_1 \ln \frac{V_2(t)}{3V} = 7.457 \quad [\mu s] \quad (3.116)$$

donde $C_1 = 1\text{ nF}$, $r_1 = 500\Omega$ y $V_2(t) = 1\text{ mV}$.

b 2) La condición inicial para I-2 es el voltaje resultante de la división V_{Re}/V_{Im} el cual oscilará entre 100 mV y 2 V por lo tanto, para el caso $V_d(0)_{\max} = 2\text{ V}$ se tendrá:

$$V_d(t) = 2e^{-\frac{1}{r_2 C_2} t} \quad [V] \quad (3.117)$$

Calculando el tiempo para el cual $V_d(t) = 1\mu V$, se tiene:

$$t_2 = 72.543 \quad [\mu s]$$

Como puede observarse, t_2 es mayor que t_1 para el valor máximo de $V_d(t)$, este tiempo es el que debe considerarse para el diseño del control del circuito y asegurar una descarga completa tanto de C_1 como C_2 .

b 3) Para el integrador I-3 el voltaje inicial del capacitor C_3 depende principalmente del voltaje de umbral inferior V_{ui} , del comparador 2 (ver sección 3.6.3) pero también depende, en forma mínima, de los voltajes que se están dividiendo (ver figura 3.31) Por lo tanto, si $V_{ui} = 1.6\text{ [V]}$ (ver comparadores) tenemos, $V_{c_3}(0) = 1.6\text{ [V]}$.

por lo tanto:

$$V_s(t) = 1.6 e^{-\frac{1}{r_3 C_3} t} \quad [V] \quad (3.118)$$

Nuevamente, para $V_s(t) = 1\mu V$, se tiene:

$$t_3 = 33.57 \quad [ms] \quad (3.119)$$

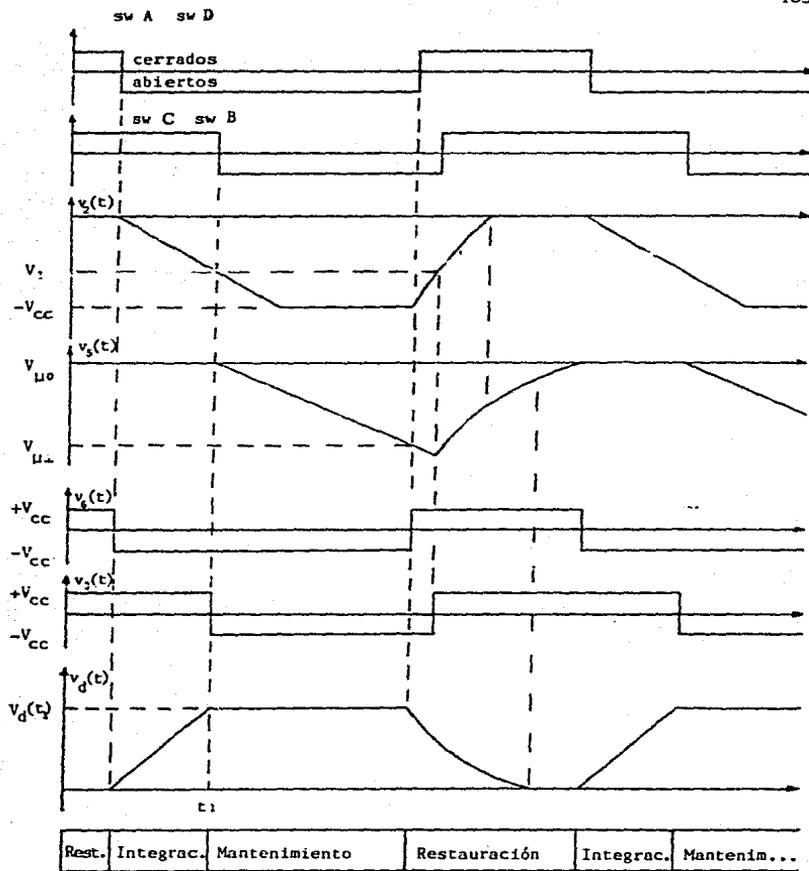


Figura 3.31

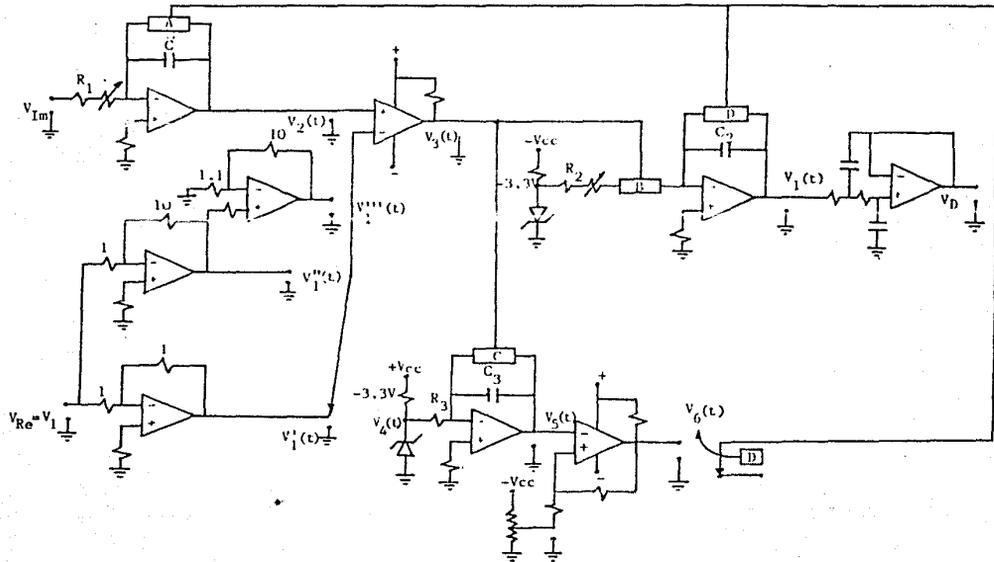


FIGURA 3.31 B

La etapa de restauración 1 que se analizó en cada integrador, para sus dos tipos de condiciones iniciales, así como las etapas de integración, mantenimiento y restauración 2 que se analizarán a continuación, se pueden observar en el diagrama de tiempos de la figura 3.31.

3.6.2.2 Integración

El objetivo de esta etapa es generar una rampa lineal a partir de la integración de un voltaje constante.

La etapa inicia cuando se abre el interruptor sw-b manteniendo cerrado a sw-a, presentándose el circuito de la figura 3.32.

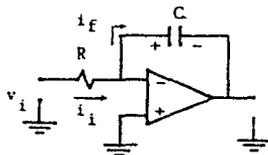


Figura 3.32

Analizando el circuito, se tiene:

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int v_i(t) dt$$

Como la señal a integrar es un nivel de voltaje constante, la salida del integrador está dada por:

$$v_o(t) = \frac{v_i}{RC} t \quad (3.120)$$

3.6.2.3 Mantenimiento

El objetivo de esta etapa es mantener el voltaje (en el cual se interrumpió la integración) a la salida del integrador.

Marca el inicio de la etapa, la apertura del sw-a, manteniendo abierto el sw-b, presentando el circuito la configuración de la figura 3.33.

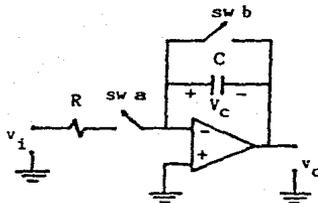


Figura 3.33

Considerando que el Amp. Op. presente una ganancia de malla abierta muy grande (TL 083), se tiene:

$$V_o(t) = -V_c(t)$$

3.6.2.4 Restauración 2

Esta etapa tiene como objetivo también la descarga del capacitor del integrador, etapa que únicamente la presenta el integrador dos y sólo al inicio de su descarga, terminándose de descargar totalmente en la forma de restauración uno.

La etapa inicia al cerrar el interruptor $Sw-b$, manteniendo abierto a $Sw-a$, donde el voltaje de salida del integrador se comporta como la respuesta libre de un circuito RC, tomando como condición inicial el voltaje que se ha mantenido constante en la etapa anterior. En la figura 3.34 se muestra el circuito

que modela la etapa.

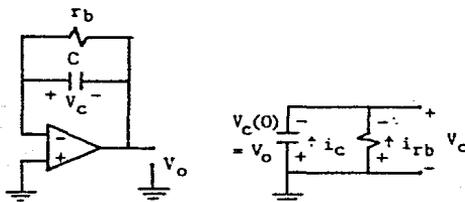


Figura 3.34

Analizando el circuito RC de la figura 3.34, se tiene:

$$C \frac{dV_c(t)}{dt} + \frac{V_c(t)}{R} = 0$$

donde:

$$t \geq 0 \quad \text{y} \quad V_c(0) = V_o$$

cuya solución está dada por:

$$V_c(t) = -V_o e^{-\frac{1}{RC} t}$$

donde:

$$t \geq 0$$

Ecuación que aplicada al integrador coincide con la ecuación (3.117). Por lo cual esta ecuación se emplea para ambos tipos de restauración.

En la figura 3.35 se resume el funcionamiento del integrador dos, con sus tres etapas indicadas con línea continúa, y con línea punteada se presenta el funcionamiento del integrador tres, cuya forma de onda se encuentra invertida.

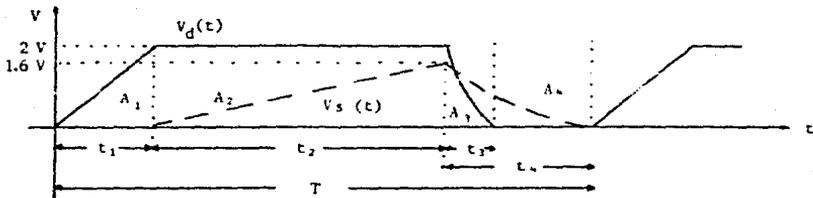


Figura 3.35

Se desarrolla a continuación el cálculo de los tiempos incluidos en la gráfica, haciéndose notar que el tiempo se considerará cero, para cada inicio de una nueva etapa, todos ellos calculados para el peor caso que se pueda presentar, es decir, con los tiempos máximos que puede durar cada etapa.

$$t_{1\max} = \frac{V_1(t)_{\max} R_2 C_2}{V_1(t)} = \frac{(2 \text{ V})(330 \text{ K}\Omega)(10 \text{ nF})}{3.3 \text{ V}} = 2 \text{ ms}$$

$$t_{2\max} = \frac{V_2(t)_{\max} R_2 C_2}{V_2(t)} = \frac{(1.6 \text{ V})(220 \text{ K}\Omega)(4.7 \text{ }\mu\text{F})}{3.3 \text{ V}} = 501.33 \text{ ms}$$

$$t_3 = r_3 C_2 \text{Ln} \frac{V_d(t)_{\min}}{V_d(t)_{\max}}$$

$$= (500 \text{ }\Omega)(10 \text{ nF}) \text{Ln} \frac{1}{2} \frac{\text{V}}{\text{V}} = 72.5432 \text{ }\mu\text{s}$$

$$t_4 = r_4 C_3 \text{Ln} \frac{V_s(t)_{\min}}{V_s(t)_{\max}}$$

$$= (500 \text{ }\Omega)(4.7 \text{ }\mu\text{F}) \text{Ln} \frac{1 \text{ mV}}{1.6 \text{ V}} = 17.3377 \text{ ms}$$

$$T_{\max} = t_1 + t_2 + t_4 = 520.67 \text{ ms}$$

por lo tanto la frecuencia mínima:

$$f_{\min} = 1.92 \text{ [Hz]}$$

Con estos valores se calcula la componente de directa de la señal, de acuerdo a la expresión:

$$\text{Componente de c.d.} = V_D = \frac{1}{T} \int_0^T V_d(t) dt$$

$$\begin{aligned} V_D &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} \frac{V_d(t)}{R_2 C_2} t dt + \int_0^{t_2} V_d(t)_{\max} dt + \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{t_3} V_d(t)_{\max} e^{-\frac{1}{R_2 C_2} t} dt \right] \\ &= \frac{1}{T} \left[\frac{V_d(t)}{2R_2 C_2} t^2 \Big|_0^{t_1} + V_d(t)_{\max} t \Big|_0^{t_2} - \right. \\ &\quad \left. - V_d(t)_{\max} R_2 C_2 e^{-\frac{1}{R_2 C_2} t} \Big|_0^{t_3} \right] \end{aligned} \quad (3.122)$$

sustituyendo valores y evaluando, se tiene:

$$\begin{aligned} V_D &= \frac{1}{T} (0.002 + 1.0026 + 0.0099) = \frac{1.0146}{0.5206} \text{ [V]} \\ &= 1.9486 \text{ [V]} \end{aligned}$$

por lo tanto se tiene un error ξ máximo de:

$$\xi = 2.567 \%$$

3.6.3 Filtro Paso Bajas (FPBa-3)

Requerimientos de diseño:

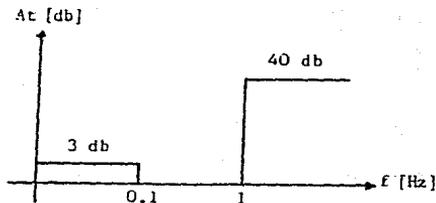


Figura 3.36

Debido a que para frecuencias de corte menores a 1 Hz el tiempo de establecimiento del filtro requiere de incluso hasta minutos siguiendo las aproximaciones de Butterworth o Chebyshev. El diseño del filtro se basa en seleccionar la función de transferencia y los componentes que hicieran mínimo el tiempo de establecimiento o estabilización del filtro. Por lo cual dentro de las funciones de transferencias, se escogió una de segundo orden, por ser la de más rápida estabilización y, desde luego, porque puede cumplir fácilmente los requisitos de atenuación deseados, seleccionando para esto una red VCVS que presenta una ganancia unitaria, alta impedancia de entrada y una impedancia de salida cercana a cero, (figura 3.37) que presenta la función de transferencia:

$$T_v(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{C_1} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right] s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.123)$$

$$= \frac{b}{s^2 + as + b} \quad (3.124)$$

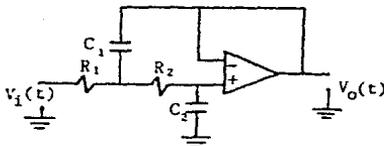


Figura 3.37

Para los sistemas de segundo orden el tiempo de establecimiento, considerando una banda de tolerancia del 2%, se define como:

$$t_s = 8/a$$

Después de analizar los tiempos de establecimiento para diferentes valores de los componentes, se llegó a que los siguientes presentaron

experimentalmente el mejor comportamiento. $R_1 = 100 \text{ K}\Omega$; $R_2 = 33 \text{ K}\Omega$;
 $C_1 = 22 \text{ }\mu\text{F}$ y $C_2 = 10 \text{ }\mu\text{F}$.

Con los cuales se tiene:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = 1.1736313 \left[\frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right] \quad \text{ó} \quad f_n = 0.186789 \text{ [Hz]}$$

$$a = \frac{1}{C_1} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right] = 1.831936$$

finalmente:

$$t_{s2\%} = \frac{0}{a} = 4.3669 \text{ [s]}$$

3.6.4 Comparadores C_3 y C_4

Los Comparadores C_3 y C_4 forman parte del bloque de control, son los elementos que toman las decisiones. El Comparador C_3 indica cuándo se cumple la condición $V_1(t) = V_2(t)$ cambiando su voltaje de salida de $+V_{cc}$ a $-V_{cc}$.

El Comparador C_4 indica cuándo se cumple el tiempo durante el cual $V_d(t)$ está disponible como resultado de dividir V_{Re}/V_{Im} , cambiando su voltaje de salida de $+V_{cc}$ a $-V_{cc}$. Aprovechando la característica de que la configuración de C_4 es de un comparador inversor con histéresis, se controla también el tiempo que se proporciona para la descarga de los capacitores de los Integradores uno y dos, durante la etapa de restauración.

El Comparador C_3 (figura 3.28), funciona de acuerdo al nivel de voltaje de entrada v_i :

$$\text{Si, } v_i < v_{\text{ref}}$$

$$v_o = -V_{cc}$$

$$\text{Si, } v_i > v_{\text{ref}}$$

$$v_o = +V_{cc}$$

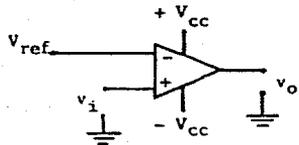


Figura 3.38

El Comparador con histéresis C_4 , (figura 3.39), se comporta de acuerdo a las ecuaciones:

$$V_{us} = \frac{k}{k+1} V_{ref} + \frac{1}{k+1} [+V_{sat}] \quad (3.125)$$

$$V_{ui} = \frac{k}{k+1} V_{ref} + \frac{1}{k+1} [-V_{sat}] \quad (3.126)$$

$$V_M = \frac{V_{us} + V_{ui}}{2} = \frac{k}{k+1} V_{ref} \quad (3.127)$$

$$V_H = V_{us} - V_{ui} = \frac{2}{k+1} V_{sat} \quad (3.128)$$

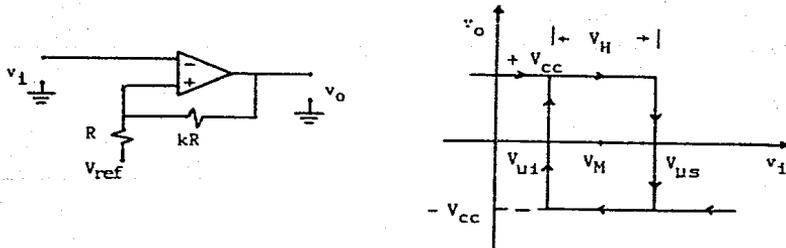


Figura 3.39

Para el control del circuito, el comparador debe comportarse según la figura 3.40. Donde el voltaje de umbral superior V_{us} debe tener el valor de cero volts para que la respuesta del circuito sea lo más estable posible, (ver diagrama de tiempos de la figura 3.31). V_{ui} debe tener un valor tal que permita la total descarga

de los capacitores de los Integradores uno y dos, ya que es el que controla el tiempo que tarda en descargarse el capacitor tres, controlando así el tiempo que se proporciona para descargar a los Integradores uno y dos, tiempo que ya fue calculado anteriormente, de la ec. (3.119), $t = 33.57$ ms que cumplen perfectamente los requisitos pedidos.

Diseñando el comparador con las condiciones pedidas, sustituyendo en ec. (3.125), con $V_{ref} = -1$ V, se tiene:

$$V_{\mu S} = 0 = \frac{k}{k+1} (-1) + \frac{1}{k+1} [5 \text{ V}] \quad (3.129)$$

de donde:

$$k = 5 \quad (3.130)$$

con lo cual sustituyendo ec. (3.129) en (3.130):

$$V_{\mu i} = -1.6667 \text{ [V]}$$

seleccionando comercialmente a $R = 100 \text{ K}\Omega$ y $kR = 560 \text{ K}\Omega$ se tiene que $k = 5.6$ con $V_{\mu S} = -90.909 \text{ mV}$ y $V_{\mu i} = -1.6667 \text{ V}$, aunque experimentalmente:

$$V_{\mu S} = -2 \text{ mV} \quad \text{y} \quad V_{\mu i} = -1.6 \text{ V}$$

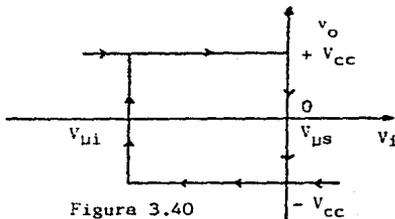


Figura 3.40

3.6.5 Interruptores

Los Interruptores o switches uno a cuatro forman parte del bloque de control, se abren cuando la entrada de control esta en $-V_{cc}$ y se cierran cuando su entrada de control esta a $+V_{cc}$. Son los

encargados de colocar a los Integradores en sus diferentes formas de operación, de acuerdo a la secuencia descrita.

Interesando principalmente que los interruptores presentan una baja resistencia y pequeña variación de ésta con la temperatura al estar cerrados y presentan pequeñas corrientes de fuga cuando estan abiertos.

El interruptor mecánico D es el que controla cuándo debe realizarse la división de voltajes. Forma parte del tablero de control disponible para el operador, al igual que un selector para las escalas de este circuito divisor.

3.7 Convertidor Analógico-Digital

El convertidor A/D tiene la función de transformar el voltaje analógico proporcional a la inductancia, capacitancia, resistencia, conductancia o Factor de Disipación a una señal digital y desplegarlos a un indicador de 3 1/2 dígitos.

Las opciones de diseño de esta etapa son muy variados ya que se cuenta con muchos métodos de conversión A/D, tales como: Convertidor el paralelo, de rampa, de doble rampa, de rastreo, de aproximaciones sucesivas, etc.

El comparador en paralelo, es el más simple y más rápido de los convertidores A/D. Un divisor resistivo de voltaje fija los voltajes de umbral de comparadores en paralelo. La magnitud de la señal analógica de entrada determina el número de comparadores que presenten un voltaje alto a su salida. Un circuito combinacional realiza la codificación de la magnitud digitalizada presente a la salida de los comparadores.

La principal desventaja de este convertidor, es que requiere de $2^n - 1$ comparadores si se desea un código de salida de n bits. Para un convertidor de 8 bits se requieren 255 comparadores.

El convertidor de rampa, utiliza cuatro elementos básicos. Un generador de rampa, un comparador, un reloj y un contador. Por medio de estos elementos digitaliza el voltaje analógico de entrada contando pulsos de reloj, desde que la rampa del generador es cero, hasta que ésta alcanza el voltaje de entrada. Este método tiene la desventaja de presentar variaciones por incremento de temperatura poca sensibilidad respecto al voltaje de entrada y alto tiempo de conversión.

El convertidor de doble rampa, es una versión mejorada del anterior. Cuenta con un elemento adicional, un integrador, que pretende mejorar la sensibilidad de la conversión.

Las ventajas de este método son su precisión y su costo reducido, lo mismo que su inmunidad a efectos de temperatura o variaciones en los parámetros del integrador, por estas razones, este circuito es muy empleado en voltímetros digitales. Su principal desventaja estriba en el tiempo consumido en la doble rampa, lo que resulta un tiempo de conversión grande.

Otra variación del convertidor A/D de rampa es utiliza un convertidor D/A como generador de rampa (de aquí que se encuentre formado por escaleros).

Este circuito tiene la desventaja de requerir un convertidor D/A de precisión, con el fin de minimizar errores. Tiene un tiempo de conversión que depende directamente del nivel de voltaje a

convertir V_{in} , debido a que el contador parte siempre de cero.

Convertidor por rastreo. Este convertidor pretende reducir el tiempo de conversión empleado, para ello, utiliza un contador que ~~tiene~~ la capacidad de incrementar o decrementar su cuenta. El principio de operación del método es el siguiente: el contador alimenta a un convertidor D/A, la salida de éste es comparada con un voltaje de entrada V_{in} ; si es mayor, el contador decrementará su cuenta, si es menor incrementará su cuenta. Este ciclo se repite todo el tiempo al fin de la conversión. Esta es su principal desventaja, el bit menos significativo del resultado oscilará para un V_{in} constante.

Por otro lado la señal de inicio no se requiere para obtener una conversión, por lo que el contador no parte de cero, reduciéndose considerablemente el tiempo de conversión.

Convertidor de aproximaciones sucesivas. Este es el más rápido de los anteriores y además no oscila el bit menos significativo del resultado. El tiempo de conversión para una resolución de n bits es de tan solo n pulsos de reloj.

Este método requiere de cuatro elementos básicos; un registro de aproximaciones sucesivas, un convertidor D/A, un comparador y un reloj. El principio de operación es el siguiente: El registro de aproximaciones (RAS) presenta el patrón binario 1000 0000 al convertidor D/A, el cual lo compara con la señal de entrada V_{in} y cambia el bit₇ de la 1 a 0 lógico según la magnitud de V_{in} . Este ciclo se repite con todos los bits, en orden b_7, b_6, b_5, b_4 , etc. haciéndolos 1 lógico para la prueba y confirmandolos como

1 lógico o cambiándolos a 0 lógico según la respuesta del comparador. Sólo se necesita un pulso de reloj para cada bit. Una vez barridos todos los bits el convertidor manda la señal de fin de conversión. Este método es similar al método de búsqueda binaria empleado en computación.

El circuito convertidor A/D de aproximaciones sucesivas tiene la desventaja de que es costoso, ya que requiere de un convertidor D/A pero tiene la gran ventaja de su velocidad con excelente resolución. Comercialmente existe el circuito ADS71 que tiene un convertidor A/D de aproximaciones de 10 bits en un solo circuito integrado. También existe el circuito integrado ADC-HZ12 capaz de realizar una conversión de 12 bits en solo 8 microsegundos.

A todos estos métodos, para cumplir con el objetivo señalado inicialmente, debe añadirse una lógica que convierta la señal binaria que aparece a la salida de cualquiera de los métodos, a una señal codificada en 7 segmentos. Esta lógica la componen varios circuitos tales como, codificadores de binario a BCD, codificadores de BCD a 7 segmentos y manejadores de displays. Como se observa, esta etapa requiere de muchos dispositivos digitales, lo que hace de ésta, la etapa más costosa del instrumento.

Sin embargo existen dispositivos CMOS tales como el CI MC14433, el Intersil IC7106 y el IC7107. Dispositivos que en un sólo circuito integrado contiene todos los circuitos activos necesarios para un medidor digital de $3\frac{1}{2}$ dígitos.

El circuito MC14433 es un integrado convertidor A/D de $3\frac{1}{2}$ dígitos que utiliza el método de doble rampa, tiene una alta

impedancia de entrada, autopolaridad y autocero.

La figura muestra al MC 14433 usado como voltmetro digital, con una escala máxima de lectura de 1.999 volts. Un decodificador (4511) de 4 bits BCD, con salida par displays de $3\frac{1}{2}$ dígitos cátodo común. Un direccionador de displays (75422) es usado como interfase de habilitación de los cuatro displays de salida en los procesos de multiplexaje.

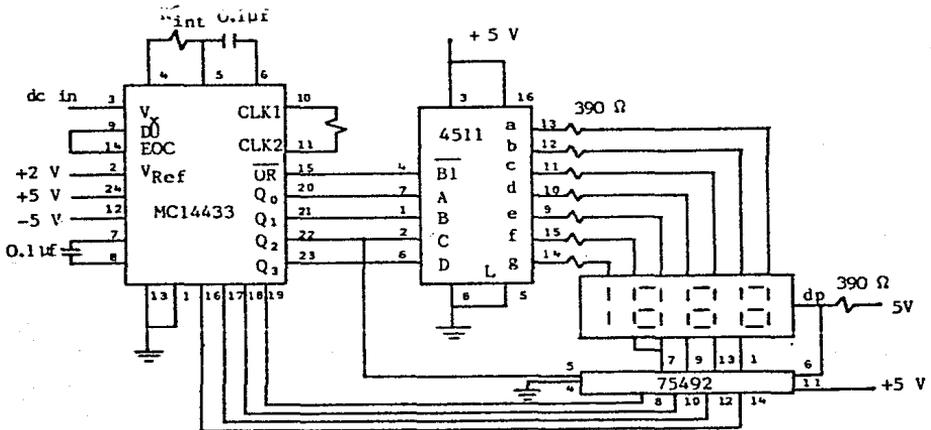


figura 3.41

Los circuitos integrados Intersil 7106 y 7107 son convertidores A/D de $3\frac{1}{2}$ dígitos de funcionamiento similar al IC MC 14433. Los circuitos Intersil tienen la ventaja de ser los primeros CI que contienen todos los circuitos activos para un medidor de $3\frac{1}{2}$ dígitos en un "chip". El CI 7106 está diseñado para interfase con display de cristal líquido (LCD), mientras que el CI 7107 es usado para display de diodos emisores de luz (LEDs). Además de la precisión

de conversión doble rampa, el circuito contiene decodificadores BCD a 7 segmentos, direccionadores de displays, un reloj y una referencia. Para la construcción del medidor (con autocero y autopolaridad), únicamente es necesario adicionarle un desplegado, 4 resistores, 4 capacitadores y un filtro de entrada si es requerido.

La figura muestra el circuito para la implementación de un medidor digital usando el ICL 7107.

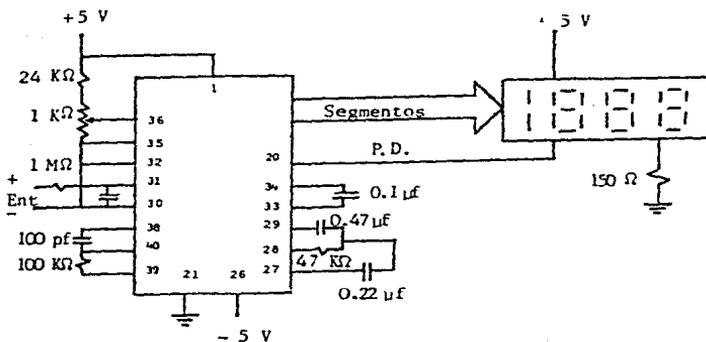


Figura 3.42

Por todas las ventajas de implementación y costo que representa este circuito integrado (ICL 7107), sobre cualquiera de los métodos mencionados anteriormente, la etapa de medición digital del instrumento fue implementada con este dispositivo.

3.8 Circuito Lógico de Control

El Circuito Lógico de Control realiza las siguientes funciones:

Indica la unidad (μ f, mH, K Ω , etc.) del parámetro que se está midiendo.

Indica la frecuencia de operación seleccionada (100 Hz ó 10 kHz).

Indica cuándo se está midiendo el factor D.

Indica la escala apropiada que se debe seleccionar para presentar en el desplegado la cantidad con la mejor resolución.

Desplaza el punto decimal del desplegado, de acuerdo al valor de la cantidad que se está midiendo.

Selecciona la cantidad (L,R,C,G ó D) que se presentará en el desplegado.

El circuito funciona utilizando una lógica digital cuyas entradas son niveles de voltaje lógicos gobernados por la combinación de las 6 posiciones del selector de escala, las 4 posiciones del selector de función, el selector de frecuencia y el selector del factor D. Las salidas son los LED'S indicadores y el desplegado del panel frontal (ver figura 4.1). Sin embargo, cualquier arreglo lógico utilizado en el circuito, habría sido muy costoso y complejo si no se hubiese contado con el apoyo de una memoria. Es por ello que el circuito está integrado básicamente por una memoria EPROM (MEM) de 2k x 8 bits, además de un decodificador doble 2 x 4 (Dec - 1), un decodificador 4 x 16 (Dec - 2), 3 compuertas, 4 comparadores (C_5, C_6, C_7 , y C_8) y un multiplexor analógico (MUX). La configuración del circuito se muestra en la figura 3.43 y la lógica utilizada, en la tabla 3.3

La memoria está programada de tal forma que, con una selección adecuada de frecuencia, función y escala (ver capítulo 4) y de acuerdo con la cantidad a medir, se forma una palabra de 11 bits ($A_0, A_1, A_2, \dots, A_{10}$). La palabra direccionará una de las localidades de la memoria que se programa previamente. El byte (8 bits) de la localidad direccionada a la salida de la memoria es decodificado. Sus cuatro bits menos significativos (D_0, D_1, D_2, D_3) entran al Dec-2 para obtener 10 salidas, 10 se utilizan para los LED's indicadores de unidades y una para el indicador del factor d, las 5 restantes no se utilizan ver figura 3.43 y tabla 3.3). Los bits D_4 y D_5 entran al decodificador Dec-1a, cuyas 4 salidas manejan las 4 posiciones del punto decimal del desplegado (PD_1, PD_2, PD_3, PD_4).

Los bits D_6 y D_7 controlan el multiplexor analógico (MUX). El MUX, a su vez, seleccionará la cantidad del parámetro R, L, C, G ó $D^{\frac{1}{2}}$ que se presentará en el desplegado.

Los niveles (1 ó 0) de cada uno de los bits $A_0, A_1, A_2, \dots, A_{10}$ que formen una dirección dada, están sujetos a la posición que guarde el selector de escala, el selector de función y/o el selector de frecuencia utilizada por el usuario. En la tabla 3.1 se muestran los niveles que deben tomar A_0, \dots, A_{10} y bajo la posición de que selector son activos.

De la tabla 3.1 se puede observar que no todas las entradas A_i dependen de todos los selectores, es por ello que una combinación inadecuada de los selectores direccionará una localidad incorrecta

Entrada	Nivel	Posición	Selector
A ₀	0	1	Escala
	1	2, 3, 4, 5 o 6	
A ₁	0	2	
	1	1, 3, 4, 5 o 6	
A ₂	0	3	
	1	1, 2, 4, 5 o 6	
A ₃	0	4	
	1	1, 2, 3, 5 o 6	
A ₄	0	5	
	1	1, 2, 3, 4 o 6	
A ₅	0	6	
	1	1, 2, 3, 4 o 5	
A ₆	0	G	Función
	1	R, C o L	
A ₇	0	R	
	1	G, C o L	
A ₈ *	0	C o ninguna	Frecuencia
	1	L	
A ₉	0	f ₀	
	1	f	
A ₁₀	0	Sin activar D	Factor D
	1	D	

* A₈ resulta de la combinación de C y L cuya tabla de verdad se muestra a continuación.

L	C	A ₈ [#]
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	0

$$A_8 = L \bar{C}$$

La implementación para A₈ se muestra en la figura 3.43.

Tablas 3.1 y 3.2

o una no programada y los indicadores de salida señalarán valores incorrectos (en el primer caso) o no se encenderán (en el segundo).

El arreglo lógico de C y L para A_8 se efectuó con la finalidad de no utilizar una memoria de mayor capacidad y, por lo tanto, de mayor costo, (ver Tabla 3.2).

La memoria utilizada para simplificar la lógica de control es la EPROM MCM2716 de capacidad 2016 x 8. Su adquisición respecto de otras de menor capacidad se justifica por 3 razones:

Es alimentada por una fuente de +5V (No tiene alimentación +12V).

Su capacidad no fue aprovechada como tal, pero sus 11 bits de entrada permitieron utilizar las 14 señales dadas por los selectores, con un arreglo lógico exterior mínimo, lo cual se tradujo en un ahorro económico y de espacio.

La adquisición de esta memoria en el mercado nacional resulta más económica que la de una memoria de menor capacidad.

Las direcciones de las localidades programadas, dadas por los selectores; los bytes de salida de cada localidad así como las salidas a los indicadores dados por la decodificación del byte correspondiente se muestran (en el sistema binario) en la tabla 3.3.

Dependiendo de la frecuencia, función y escala, se encenderá el LED indicador de unidad, el del punto decimal y aparecerá la cantidad que corresponda. Como ejemplo supóngase que se desea medir un capacitor del orden de nanofarads; se selecciona la frecuencia

$f = 10 \text{ kHz}$, la función C y la posición de la escala número 3. Con estas condiciones se forma la dirección se forma la dirección 010 1111 1011 (ver tabla 3.3) cuya salida será el byte 0101 0110, sus 4 bits menos significativos se decodifican dando las siguientes salidas 1111 1111 1011 1111, el 0 (lógica negada) activa el indicador U_7 , que corresponde a la unidad nf. Los dos siguientes bits (D_4 , D_5) se decodifican dando la salida 1101 de donde, el nivel 0 activa al indicador PD_2 y se desplaza el punto decimal a la segunda posición. Finalmente los bits D_6 y D_7 controlan el MUX analógico, su combinación 01, se permitan que el MUX mande la cantidad V hacia la pantalla.

Los indicadores de frecuencia se activan directamente cuando se presiona la tecla correspondiente.

Los 3 indicadores de escala ($\leftarrow \rightarrow$) operan mediante los comparadores C_5 , C_6 , C_7 , C_8 y la compuerta lógica NAND implementada con los diodos D_1 , D_2 y el transistor Q, elementos que se muestran en la figura 3.43.

C_5 y C_7 activan el indicador "disminuir escala" (\leftarrow) cuando el nivel de voltaje que sensa la cantidad a medir excede un nivel de referencia dado y los circuitos se saturan. C_5 compara el voltaje

este valor, C_5 cambia de nivel bajo a nivel alto activando la compuerta y encendiendo el LED indicador \triangleleft . C_7 realiza la misma función que C_5 , para ello compara el V_D con el nivel $V_{Ref} = 1.999$ V y se enciende el LED \triangleleft .

C_6 y C_8 activan el indicador "aumentar escala" cuando el voltaje de salida es muy pequeño. En este caso la cantidad que aparece en el desplegado tiene poca resolución y/o presenta un valor con mucho error. C_6 compara V_{Re} ó V_{Im} con el voltaje $V_{Ref} = 0.1273$ V_{cd} . Cuando es menor que V_{Ref} , C_6 activa la compuerta y ésta enciende el indicador \triangleright . C_8 compara V_D con $V_{Ref} = 0.1$ V_{cd} y en forma similar a C_6 , cuando $V_D \leq V_{Ref}$ activan el LED \triangleright .

Cuando V_{Re} , V_{Im} ó V_D (según la cantidad a medir) se encuentren dentro de los límites antes especificados, se encenderá el LED indicador "escala correcta" (0).

En la tabla 3.4 se muestra el nivel de cada comparador para los valores V_{Re} , V_{Im} ó V_D dados y el indicador correspondiente que debe encenderse.

Voltaje de salida	Nivel del Comparador				Indicador Encendido
	C_5	C_6	C_7	C_8	
$0.1273 < V_{Re}, V_{Im} < 1.273$ V	Bajo	Bajo	Bajo	Bajo	0 escala correcta
0.1 V $< V_D < 1.999$ V	Bajo	Bajo	Bajo	Bajo	0 escala correcta
$V_{Re}, V_{Im} \geq 0.1273$ V	Alto	Bajo	Bajo	Bajo	\triangleleft disminuir escala
$V_D \geq 1.999$ V	Bajo	Bajo	Alto	Bajo	\triangleleft disminuir escala
$V_{Re}, V_{Im} \leq 1.273$ V	Bajo	Alto	Bajo	Bajo	\triangleright aumentar escala
$V_D \leq 0.100$ V	Bajo	Bajo	Bajo	Alto	\triangleright aumentar escala

Tabla 3.4

3.9 Fuente de Poder.

El Medidor Digital de Impedancias cuenta con dos fuentes de voltaje para alimentar los dispositivos de las etapas analógica y digital. Cada una de estas fuentes de poder entregan voltajes de corriente continua de $+5$ y $-5 V_{CC}$.

Debido a las necesidades de funcionamiento de los circuitos de la etapa analógica y de la etapa digital se requieren dos fuentes de diferentes características. Los circuitos de la etapa analógica requieren una fuente que entregue relativamente poca corriente, pero que su voltaje permanezca prácticamente constante, mientras que los circuitos de la etapa digital requieren primordialmente una fuente que entregue una gran cantidad de corriente en su voltaje o polaridad positiva.

La figura 3.44 presenta la idea de construcción de la fuente de poder que alimenta los dispositivos de la etapa analógica.

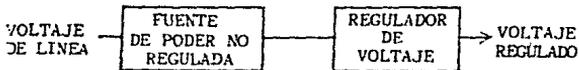


Figura 3.44

Inicialmente se tiene una fuente de poder no regulada, la cual

es excitada por el voltaje nominal de la línea ($120 V_{RMS}$). Está constituida por un transformador reductor, un rectificador de onda completa y un filtro de entrada. El voltaje de salida de esta primera etapa es no regulada, varía en función directa a variaciones del voltaje de la línea. Además, cualquier cambio en la corriente de carga modificará este voltaje no regulado.

La siguiente etapa, el regulador de voltaje, tiene como objetivo entregar un voltaje idealmente constante, que no varíe ni con los cambios de voltaje en la línea, ni con la corriente de carga.

El diagrama de la fuente de alimentación de la etapa analógica se muestra en la figura 3.45 . En la cual se puede observar que el bloque de la fuente no regulada la forma: el transformador reductor 120-12 V_{ca} 1 Ampere, con tap central, un puente rectificador de diodos de 1 A corriente máxima y dos filtros de capacitores.

La etapa de regulación de voltaje, está formada por dos C.I. reguladores de voltaje fijo (5 V) que pueden proporcionar hasta 1 Ampere, el C.I. 7805 para un voltaje positivo ($+5 V_{CC}$) y el C.I. 7905 para el voltaje negativo ($-5 V_{CC}$).

La fuente de poder que alimenta los dispositivos de la etapa digital es similar a la de la etapa analógica, su diferencia radica en no contar con C.I. reguladores de voltaje, (etapa de regulación), en su defecto, cuenta con un transistor (EM 3109) para el voltaje positivo y un diodo (IN 4001) para el voltaje negativo. El cambio se debe a que en esta etapa no se requiere una excelente regulación pero sí que entregue una gran cantidad de corriente en su polarización positiva, corriente que no puede ser entregada por un C.I. regulador.

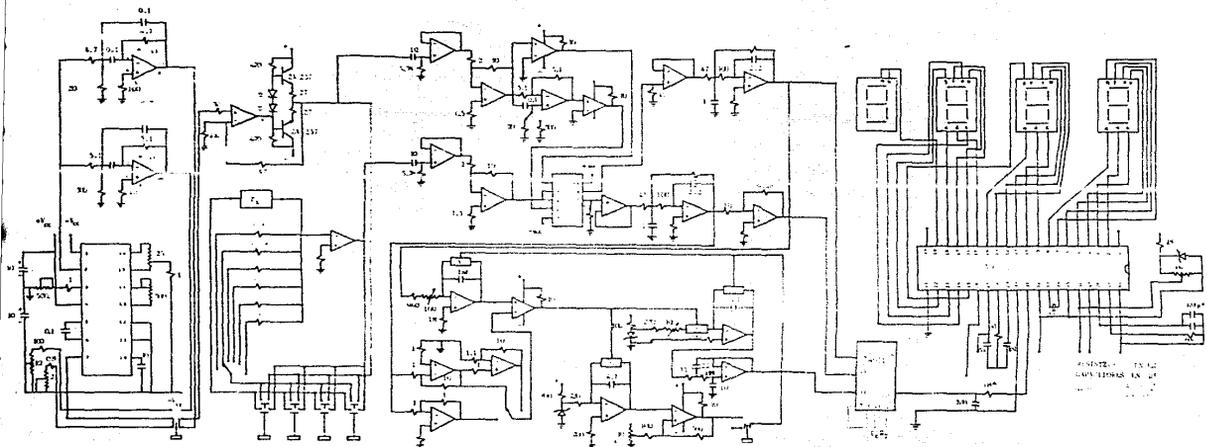


DIAGRAMA CESTILE

74181 ALU
 74190 COUNTER
 74155 DECODER

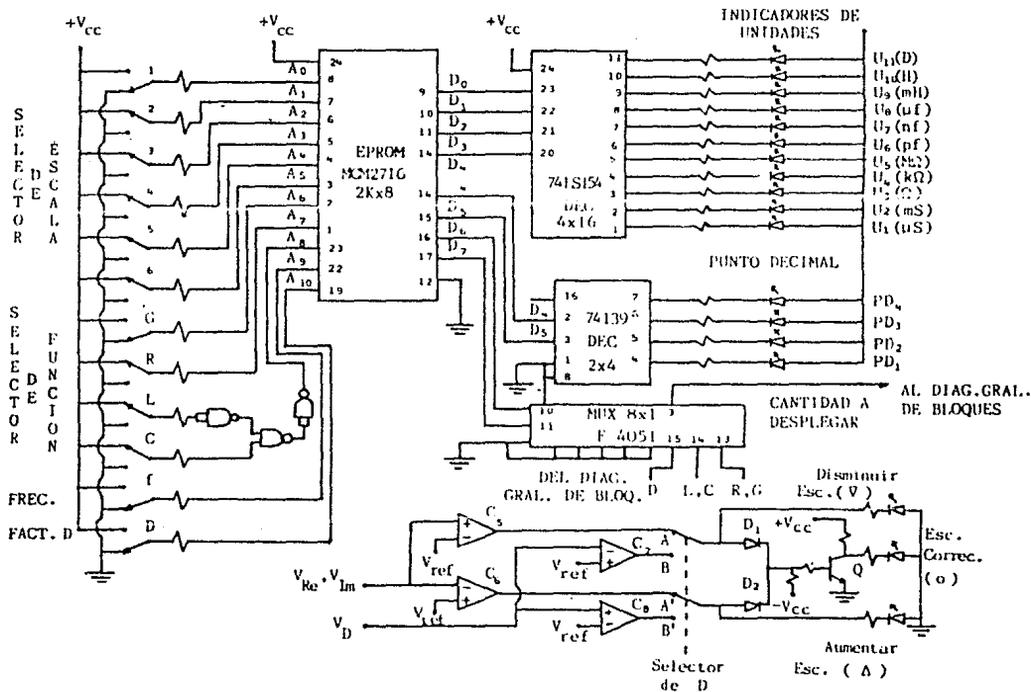
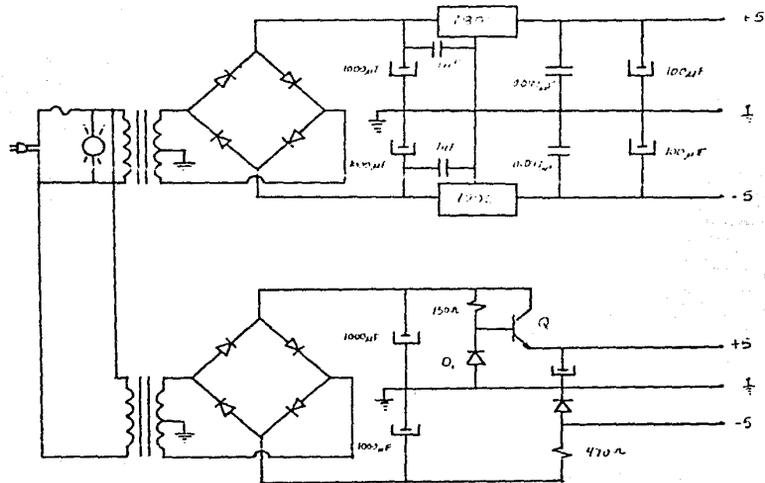
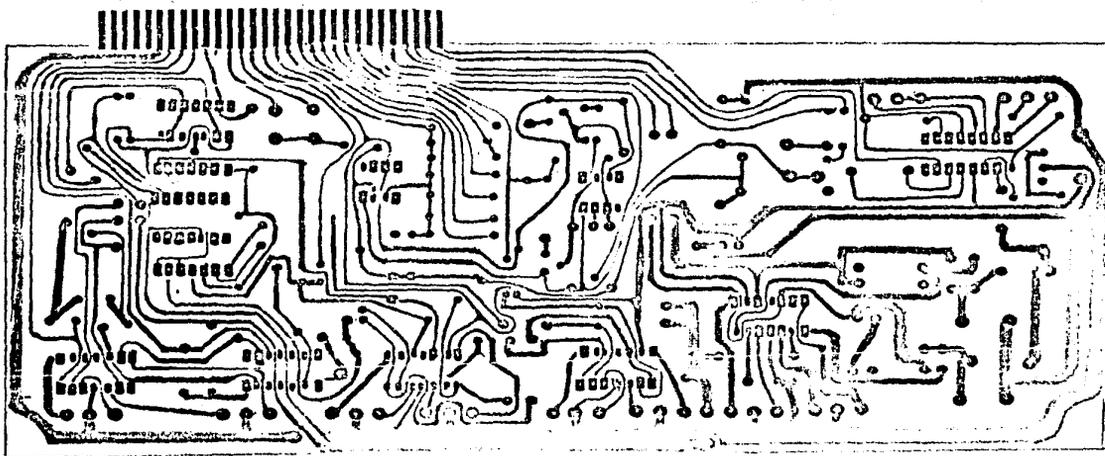


DIAGRAMA DE CIRCUITO LOGICO DE CONTROL



Fuentes de Poder



CIRCUITO IMPRESO ETAPA ANALOGICA

4. ESPECIFICACIONES Y MANEJO DEL MEDIDOR DIGITAL DE IMPEDANCIAS

4.1 Selectores e Indicadores

El Medidor Digital de Impedancias está diseñado para medir Resistencia, Inductancia, Capacitancia, Conductancia y Factor de Disipación de Capacitores e Inductores (R,L,C,G y D). En la figura 4.1 se muestra el panel frontal del instrumento con los selectores e indicadores que lo integran.

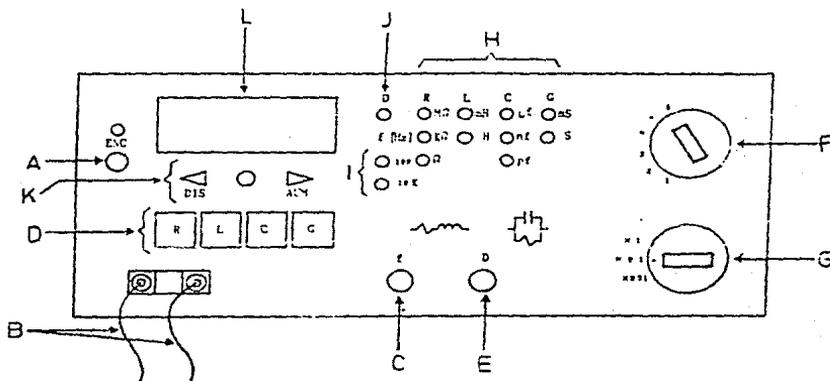


Figura 4.1

A: Botón de Encendido/Apagado.- Comanda al interruptor general que conecta y desconecta el circuito interno de la línea de alimentación. Con el botón oprimido se enciende el instrumento, con el botón afuera se apaga.

- B: Terminales Conectoras.- Son dos cables de 60 cm de largo y baja impedancia, en cuyas puntas de caimán se insertan los extremos del elemento a medir.
- C: Selector de Frecuencias.- Fija la frecuencia de operación de la señal de excitación. Botón oprimido selecciona la frecuencia de 100 Hz (f_0), botón fuera selecciona la frecuencia de 10 KHz (f_1).
- D: Selector de función.- Selecciona el tipo de parámetro que se va a medir: Resistencia, Inductancia, Capacitancia o Conductancia oprimiendo la tecla R, L, C ó G respectivamente.
- E: Selector del Factor D.- Permite la medición del Factor D de Capacitores o Inductores. Para ello se selecciona primero la función L ó C y después se presiona el selector del Factor D.
- F: Selector de Escala.- Conmutador giratorio de seis posiciones. Cada posición fija un factor múltiplo de diez que acompaña a la cantidad medida. Si la escala seleccionada (1,2,3,4,5 ó 6) es correcta (ver tabla 4.1) la cantidad y unidad que aparezcan corresponderán al resultado esperado.
- G: Selector de Ganancia.- (Únicamente para el Factor D). Se utiliza exclusiva y simultáneamente cuando se mide el Factor D y fija el valor ($\times 1$, $\times 0.1$ ó $\times 0.01$) que debe multiplicarse la cantidad que aparezca en el desplegado. El valor de D será el resultado de este producto.
- H: Indicadores de Unidades.- Se encenderá el indicador de la unidad que corresponda a la cantidad que se está midiendo, siempre que se dé la combinación de frecuencia, función y escala adecuada.

Para ello consúltese la Tabla de Escalas (Tabla 4.1).

- Para Resistencias

Ω .- ohms

$k\Omega$.- kilohms

$M\Omega$.- Megaohms

- Para Inductancias

H .- henrys

mH .- miliHenrys

- Para Capacitancias

pF .- picofarads

nF .- nanofarads

μ F .- microfarads

- Para Conductancias

μ S .- microSiemens

mS .- miliSiemens

I: Indicadores de Frecuencia

f_0 .- frecuencia de 100 Hz

f_1 .- frecuencia de 10 kHz

J: Indicador del Factor D

k: Indicadores de Escala

\triangleleft .- Indica "disminuir escala"

\ominus .- Indica "escala correcta"

\triangleright .- Indica "aumentar escala"

Para interpretar la función que desempeñan estos indicadores consúltese la sección 4.3.2.

L: Pantalla Digital.- Desplegado de 3 1/2 dígitos. Presenta en

forma digital la cantidad del parámetro que se está midiendo. Para tomar la lectura es necesario primero verificar que se seleccionó frecuencia, función y escala apropiada (ver tabla 4.1) y observar que esté encendido el indicador "escala correcta".

4.2 Rangos de Medición

Cada uno de los rangos de medición de los parámetros R,L,G y D están determinados por una escala, frecuencia y función apropiados. El arreglo para cada rango se muestra en la Tabla 4.1.

FUNC	FREC	POSICION DE LOS SELECTORES DE ESCALA Y GANANCIA					
		1	2	3	4	5	6
R	f ₀	$\frac{8.0}{80.0} \Omega$	$\frac{80.0}{800.0} \Omega$	$\frac{0.80}{8.00} K\Omega$	$\frac{8.0}{80.0} K\Omega$	$\frac{80.0}{800.0} K\Omega$	$\frac{0.80}{8.00} M\Omega$
L	f ₁	$\frac{0.127}{1.273} mH$	$\frac{1.27}{12.73} mH$	$\frac{12.7}{127.3} mH$	$\frac{0.127}{1.273} H$	$\frac{1.27}{12.73} H$	$\frac{12.7}{127.3} H$
C	f ₀	$\frac{1.27}{12.73} nf$	$\frac{12.7}{127.3} nf$	$\frac{0.127}{1.273} uf$	$\frac{1.27}{12.73} uf$	$\frac{12.7}{127.3} uf$	$\frac{127}{160} uf$
	f ₁	$\frac{12.7}{127.3} pf$	$\frac{0.127}{1.273} nf$	$\frac{1.27}{12.73} nf$	$\frac{12.7}{127.3} nf$	$\frac{0.127}{1.273} uf$	$\frac{1.27}{12.73} uf$
G	f ₀	$\frac{0.80}{8.00} \mu S$	$\frac{8.0}{80.0} \mu S$	$\frac{80.0}{800.0} \mu S$	$\frac{0.80}{8.00} mS$	$\frac{8.0}{80.0} mS$	$\frac{80.0}{800.0} mS$
D	-	x1	x0.1	x0.01			
		0.100 1.999	0.010 0.199	0.001 0.019			

Tabla 4.1

La tabla está organizada de tal forma que el usuario pueda seleccionar la función, frecuencia y escala apropiadas para efectuar la medición correcta del elemento desconocido.

Si se efectúa una selección de función y frecuencia que no esté contemplada en la tabla, no aparecerá cantidad alguna en la pantalla ni encenderá ningún indicador de unidades.

4.3 Manejo del Medidor Digital de Impedancias

Para el uso adecuado del Medidor y para poder efectuar mediciones correctas es necesario efectuar el siguiente procedimiento:

4.3.1 Condiciones para el encendido

- Encender el Medidor Digital de Impedancias. Al realizar ésto cuídese de que no se junten las terminales.
- Conectar el elemento a medir a las terminales del Medidor Digital de Impedancias. Para evitar al máximo los efectos de las admitancias parásitas en los extremos del elemento, se recomienda insertar las puntas caimán lo más cercano posible al cuerpo de éste, tal como se muestra en la figura.4.2 .

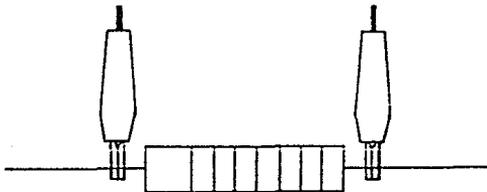


Figura 4.2

- Seleccionar la función que se desea medir (R,L,C ó G).
- Seleccionar la frecuencia adecuada de acuerdo a la función que se fijó (ver tabla 4.1). En el caso de medición de capacitancias, si no se conoce la magnitud, la posición del selector no es importante, pero se recomienda que se encuentre en posición f_0 .
- Colocar el selector de escala en la posición 6. Si se sabe de antemano cuál es el rango dentro del cual se encuentre

la cantidad a medir, se puede colocar el selector en la posición correspondiente al rango (ver tabla 4.1).

4.3.2 Para efectuar mediciones correctas

Una vez activado el Medidor Digital de Impedancias uno de los indicadores de escala se encenderá.

- Si se enciende el indicador "escala correcta" (O) se entenderá que la posición del selector de escala (en mediciones de R,L,C ó G) o la posición del selector de ganancia (para mediciones de D) es la adecuada. La cantidad en la pantalla y la unidad que aparezca corresponderá al resultado correcto.
- Si el indicador "disminuir escala" (<) se enciende, se deberá conmutar el selector de escala o el selector de ganancia (según se trate de R,L,C,G ó bien D) a una o más posiciones inferiores hasta que el indicador se cambie por el de "escala correcta" y entonces tomar la lectura de la pantalla. Si el selector de escala está en la posición de rango más pequeño (posición 1) ó el selector de ganancia en la posición x0.01 y el indicador "disminuir escala" está encendido, quiere decir que no se podrá medir el valor del elemento puesto que estará fuera del mínimo rango de medición del instrumento.
- Si se enciende el indicador "aumentar escala" (>), el selector de escala o el selector de ganancia, según el caso, deberá conmutarse a una o más posiciones superiores hasta que el indicador se cambie por el de "escala correcta". En forma similar, si el selector de escala está en la posición 6 ó el selector de ganancia en la posición x1 y el indicador "aumentar escala" encendido, no se podrá medir el valor del

elemento desconocido por quedar fuera del rango de medición.

Es importante mencionar que mientras se encuentre encendido el indicador \triangleleft ó \triangleright , no debe tomarse la lectura de la cantidad que aparezca en la pantalla puesto que no corresponderá al valor que se espera medir.

4.3.3 Medición de Resistencias

El Medidor Digital de Impedancias puede realizar mediciones de resistencia de elementos óhmicos así como la resistencia equivalente en serie de inductores. El rango de medición es de 8Ω a $8M\Omega$

- Para llevar a cabo una medición de resistencia se siguen las indicaciones de encendido de la sección 4.3.1 oprimiendo la tecla R, la frecuencia f_0 y colocando el selector de escala en la posición 6, cuando no se conoce la magnitud; o en la posición adecuada, cuando se conozca el posible rango dentro del cual se encuentre el valor.
- Seguir las indicaciones de la sección 4.3.2 hasta lograr que se encienda el indicador "escala correcta".
- Tomar la lectura de la cantidad y unidad que aparezcan.

Cuando la resistencia de inductores con muchas pérdidas es comparable con su reactancia X_L , el valor de la resistencia puede medirse directamente. Para ello se inserta el inductor en las terminales y se procede a realizar la medición de L (véase medición de inductancias). Sin cambiar el selector de escala y nivel de frecuencia que se fijaron, conmutese el selector de función de L a R y tómese el valor que aparezca

en la pantalla. Si la cantidad de R que aparezca es muy pequeña y se enciende el indicador "aumentar escala" no debe realizarse ningún cambio en los selectores puesto que ello alteraría la ganancia interna del Medidor Digital de Impedancias y el resultado sería incorrecto, tanto para la medición de R como en la de L .

En el caso extremo de que no aparezca ninguna cantidad en la pantalla, quiere decir que la resistencia del inductor es mucho más pequeña que X_L , entonces se trata de un elemento con pocas pérdidas. En este caso es más recomendable medir su factor de disipación D .

4.3.4 Medición de Inductancias

El rango de medición de inductancias del Medidor Digital de Impedancias es de 0.172 mH a 127.3 H para la frecuencia de operación de 10 kHz.

Similarmente a la forma de medición de R se siguen las indicaciones de la sección 4.3.1 y 4.3.2, oprimiendo la tecla L , seleccionando la frecuencia f_1 y colocando el selector de escala en la posición adecuada o en la posición 6. Finalmente tomar la lectura cuando el selector de escala esté en la posición que encienda al indicador "escala correcta".

4.3.5 Medición de Capacitancias

Para efectuar mediciones de capacitancias, antes de efectuar los pasos previos al encendido del Medidor Digital de Impedancias es importante que el usuario descargue el capacitor que va a medir. En caso contrario puede dañar el aparato.

En la medición de C se puede utilizar cualquiera de las dos

frecuencias. Para el encendido, es necesario consultar la tabla 4.1 para saber cuál es la frecuencia que debe seleccionarse o en su defecto, seleccionar f_0 . Enseguida oprimir la tecla C y seleccionar la escala adecuada. Encender el Medidor Digital de Impedancias, si el indicador "escala correcta" se enciende, tomar la lectura. Si se enciende alguno otro, realizar las indicaciones mencionadas en la sección 4.3.2 hasta obtener el resultado correcto.

4.3.6 Medición de Conductancias

Cuando la conductancia de pérdidas equivalente en paralelo (G_p) de capacitores es comparable con la susceptancia (B_c), se puede realizar la medición de G_p . Para ello, se efectúa la medición de C tal y como se explicó en la sección 4.3.5, y sin cambiar frecuencia y escala, conmutar el selector de función de C a G y tomar la lectura haciendo caso omiso de los indicadores de escala. Si no aparece cantidad alguna, quiere decir que G_p es muy pequeña lo que indica que el capacitor tiene pocas pérdidas, en este caso es recomendable medir el factor de disipación de C.

La función G puede ser utilizada también para medir resistores, en este caso se estará midiendo la conductancia, es decir, el inverso de la resistencia. El proceso será el mismo que el realizado para la medición de R sólo que en este caso se oprimirá la tecla G.

4.3.7 Mediciones del Factor "D"

Para obtener el Factor "D", primero se deben realizar las indicaciones para la medición de L ó C (ver sección 4.3.4 y 4.3.5), enseguida (sin cambiar el selector de función y sin mover el selector de escala) oprimir el botón para seleccionar el factor D. Ahora

únicamente variar el selector de ganancia hasta que el indicador "escala correcta" encienda; entonces el valor en pantalla debe multiplicarse por el factor que indique y el resultado es el valor correcto. En caso de no lograr que encienda el indicador "escala correcta", variando el selector de ganancia, el valor en pantalla será falso por no encontrarse en el intervalo de medición.

Es importante observar que el valor de "D" depende del valor de la frecuencia seleccionada.

CONCLUSIONES

La realización de la tesis incluyó tres aspectos importantes: haber aplicado los conocimientos adquiridos durante nuestros estudios profesionales, adquirir experiencias tanto en el diseño de circuitos electrónicos como en su implementación y finalmente desarrollar nuestra capacidad para resolver los problemas que se presentaron en la elaboración de la misma, cumpliendo así con los objetivos propuestos.

El diseño e implementación del Medidor Digital de Impedancias fue el resultado de una serie de pruebas y modificaciones de diversos modelos y circuitos propuestos.

En el desarrollo de la tesis, el primer problema que se presentó fue la obtención de la información suficiente que permitiera analizar a detalle los principios en los que se basan los medidores de impedancias comerciales, debido a que dichos aparatos de medición tienen poca demanda (por su alto costo), son muy pocas las compañías que los producen (extranjeras todas ellas) y la información que proporcionan es muy limitada. La solución de esto, fue investigar y recabar información sobre los métodos utilizados en la medición de impedancias en artículos de revistas técnicas y libros especializados.

Luego de un análisis y comparación de los diferentes métodos de medición de impedancias se seleccionó aquel que más se acercó

a los objetivos o necesidades de diseño, el método por Detección de Componentes en Cuadratura.

Una vez seleccionado el método y después de una serie de pruebas, se realizaron las modificaciones convenientes para elaborar el diseño definitivo. Esto significó intervención de tiempo en la implementación de los circuitos bajo prueba. Algunos de los experimentos resultaron infructuosos, observándose que no todo diseño propuesto funciona adecuadamente debido a problemas de implementación y detalles que no se contemplan en el mismo.

Una de las dificultades para la implementación fue la obtención de elementos de precisión para algunos circuitos, puesto que ello implicaba solicitarlos por mayoreo y sobre pedido. La solución fue la compra de circuitos de desecho con elementos de precisión. Se midió y probó cada uno de los elementos requeridos para posteriormente integrarlos en los circuitos.

De los rangos de medición alcanzados por el Medidor Digital de Impedancias consideramos se encuentran entre los que ofrecen los medidores de impedancias comerciales típicos. Teóricamente se pueden ampliar los rangos extendiendo la gama de frecuencias de la señal de excitación, sin embargo el aplicar frecuencias más bajas que 100 Hz significaría tener impedancias menores a 10Ω y el circuito tendría que ser más sofisticado para realizar esas mediciones, o aplicar frecuencias mayores a 10 kHz implicaría la aparición de efectos inductivos en los elementos de los circuitos y los amplificadores operacionales utilizados no responderían adecuadamente. Nuevamente aquí se observa cómo un diseño teórico no contempla en muchas

ocasiones las limitaciones físicas que implica la construcción de los circuitos.

Con la implementación definitiva del Medidor Digital de Impedancias se realizó una serie de mediciones tanto con elementos patrón como elementos comunes para determinar los alcances de medición del M.D.I. y su exactitud.

Utilizando un banco de resistores de precisión, de 0.02% de error, (1433 - G Decade Resistor General Radio USA), se realizaron mediciones de resistencia en sus diferentes escalas. Los resistores de precisión se tomaron como elementos patrón y los porcentajes de error de exactitud, para mediciones de R, se muestran en la tabla A.

Valor Patrón	frecuencia	escala	% de error de exactitud		
			mínimo	máximo	promedio
10 - 90 Ω	100 Hz	1	3.80	5.98	5.35
100 - 800 Ω	100 Hz	2	0.25	3.00	1.81
900 - 8000 Ω	100 Hz	3	0.00	3.65	1.71
9 - 80 $K\Omega$	100 Hz	4	1.87	3.00	2.48
90 - 800 $K\Omega$	100 Hz	5	0.00	2.00	1.30
0.9 - 1 $M\Omega$	100 Hz	6	1.44	3.38	2.41

Tabla A.

En la escala 1 se tiene el por ciento de error más grande, esto se debe al manejo de impedancias pequeñas cuya magnitud es comparable con las impedancias que aparecen entre las pistas, cables y elementos del circuito y

cuya presencia influye en las mediciones.

En forma similar y utilizando el mismo banco de resistencias, pero manejando el M.D.I. en modo admitancia, se realizaron mediciones de G. Los resultados se observan en la tabla B.

valor patrón	frecuencia	escala	% de error de exactitud		
			mínimo	máximo	promedio
1 - 8 μ S	100 Hz	1	1.90	2.26	2.13
9 - 80 μ S	100 Hz	2	1.80	2.50	2.07
90 - 800 μ S	100 Hz	3	1.63	2.28	1.97
0.9 - 8 mS	100 Hz	4	1.04	2.16	1.84
9 - 80 mS	100 Hz	5	1.92	2.36	2.21
90 - 125 mS	100 Hz	6	3.76	5.00	4.72

Tabla B

Es en la escala 6 donde se presenta el máximo % de error, como $G = 1/R$, se utilizaron resistores de valor pequeño, y la razón del error es la misma que se expuso en la medición de R en la escala 1.

Con un banco de capacitores de precisión de 0.05 % de error, marca General Radio, se realizaron mediciones de C obteniendo porcentajes de error de exactitud para diferentes escalas y frecuencias. Los resultados se muestran en la tabla C.

valor patrón	frecuencia	escala	% de error de exactitud		
			mínimo	máximo	promedio
100 - 1000 pF	10 kHz	2	4.50	6.88	6.21
1 - 10 nF	10 kHz	3	0.00	1.80	0.65
10 - 100 nF	10 kHz	4	0.20	1.99	1.05

Tabla C

valor patrón	frecuencia	escala	% de error de exactitud		
			mínimo	máximo	promedio
1 - 10 nF	100 Hz	2	0.80	4.50	2.05
0.01 - 0.1 μ F	100 Hz	3	0.15	3.10	0.63
0.1 - 1 μ F	100 Hz	4	0.04	0.30	0.12

Tabla D

En la escala 1 y frecuencia 10 kHz no se pueden efectuar mediciones de C debido al efecto de las admitancias parásitas que existen entre las pistas del circuito impreso, los cables y los elementos propios del circuito, cuyo valor influye en las mediciones de capacitancias pequeñas (menores a 100 pF).

En escala 2 y frecuencia de 10 kHz las mediciones aun se ven afectadas por los efectos parásitos, por ello el % de error en este rango de capacitancias es grande.

En escala 5 idealmente podrían medirse capacitancias entre 0.1 μ F y 1 μ F a freq. 10 kHz, pero capacitores de esos valores responden mejor a frecuencias más bajas, por lo tanto para ello, se utilizó la frecuencia de 100 Hz para relizar mediciones en ese rango de valores.

Para la frecuencia de 100 Hz no se utilizó la escala 1 debido a que, como en el caso anterior, valores de C comprendidos entre 100 pF y 1 nF responden mejor a altas frecuencias, por ello se midieron con frecuencia de 10 kHz obteniendose resultados satisfactorios.

No se utilizaron las escalas 5 y 6 en freq. de 100 Hz debido a que el banco de capacitores no cuenta con capacitores mayores de 1 μ F. Además, con el banco de capacitores no fue posible efectuar mediciones del factor de disipación D, debido a la calidad de los

M. D. (Impedance Meter 254) valor medido	Medidor Digital de Impedancias		
	valor medido	frecuencia	factor D
c a p a c i t o r e s			
0.339 nF	0.338 nF	10 kHz	0.1825
0.122 nF	0.141 nF	" "	0.1595
10.160 nF	9.950 nF	" "	
2.720 nF	2.750 nF	" "	
25.600 nF	25.800 nF	" "	
22.400 nF	22.500 nF	" "	
121.100 nF	119.900 nF	" "	
50.600 nF	49.900 nF	" "	
0.338 μ F	0.346 μ F	" "	
1.058 μ F	1.035 μ F	100 Hz	0.0264
0.215 μ F	0.218 μ F	" "	
0.459 μ F	0.455 μ F	" "	0.0180
1.359 μ F	1.338 μ F	" "	0.1457
14.070 μ F	15.000 μ F	" "	0.0165
3.260 μ F	3.310 μ F	" "	0.0678
108.200 μ F	107.900 μ F	" "	0.1174
54.900 μ F	55.000 μ F	" "	0.0398
i n d u c t o r e s			
0.26 mH	0.268 mH	10 kHz	0.956
4.06 mH	4.090 mH	" "	
7.68 mH	7.68 mH	" "	
0.21 mH	0.203 mH	" "	1.268
752.00 mH		" "	0.146

Quedando para el futuro mejoras y adaptaciones que lo puedan convertir en un instrumento de medición reproducible y comercializable.

capacitores (pocas pérdidas), cuyo factor D es practicamente nulo.

Para mediciones de L contamos con una inductancia de precisión Leeds & Northrup, variable de 200 a 600 mH , y cuyos resultados, en la escala 2, son los siguientes:

valor patrón	frecuencia	escala	% de error de exactitud		
			mínimo	máximo	promedio
200 - 600 mH	10 Hz	2	1.85	3.70	2.55

Para verificar la confiabilidad de mediciones de inductancias L en las escalas restantes, se efectuaron mediciones de diferentes inductancias tanto en el M.D.I. como en un medidor digital utilizado como patrón (Impedance Meter 254) de 0.2% de de error. Se compararon las lecturas obtenidas en ambos instrumentos y se observaron resultados semejantes lo cual nos permitió concluir que en las demás, las mediciones de L son confiables.

A manera de comparación, en la siguiente tabla se presentan algunas mediciones de L y C efectuadas tanto con el M.D.I. como con el medidor digital (I. M. 254). Algunas de ellas, con la correspondiente medición del factor D, indicando la frecuencia en la cual se realizaron los mediciones.

Lo importante en la implementación del circuito es el haber realizado un prototipo, de diseño original, con sus limitaciones pero con la satisfacción de haber permitido desarrollarnos en el área de la electrónica, aplicar los conocimientos y capacidad en el diseño de un instrumento de medición de un tipo no existente de manufactura nacional y con resultados aceptables.

B I B L I O G R A F I A

1. M. S. Raven y T. G. Raven. "Advances in the Measurement of Capacitance". Electronics and Power. (U.S.A. may, 1977).
2. C. S. Warnekar y S. Horigovindan. "A time-encoder-type meter for measurement capacitance and inductance". Int. J. Electron., (U.S.A. 1974), Vol. 37, pp. 241-250.
3. Jan-Erik Sigdell. "A principle for capacitance measurement suitable for linear evaluation of capacitance transducer". IEEE Transaction of Instrumentation and Measurement. (U.S.A. 1973) Vol. 20, p 60.
4. R. M. Marston. "XR-2206 I.C. Function Generator Circuits". Radio Electronics. (U.S.A. april 1977), p 36.
5. Khalid M. Ibrohim y Majid A. H. Abud-Karim. "Digital Impedance Measurement by Generating Two Waves". IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement. (U.S.A., march 1985), Vol. IM-34. No.1.
6. Larry Jones y A. Foster Chin. Electronic Instruments and Measurement. John Wiley and Sons Inc., U.S.A., 1983.
7. Encyclopedia of Instrumentation and Control. Mc. Graw-Hill, 1971 pp 85-105.
8. Young, Thomas. Linear Integrate Circuits. U.S.A. John Wiley and Sons, 1981.
9. Linear Data Book. U.S.A., National Semiconductor Corp., 1981.
10. Linear Integrate Circuits. U.S.A. Texas Instruments Incorporated, 1979.
11. Williams, Arthur B. Electronic Filter Disign Handbook. Mc. Graw-Hill Book Company, 1981.

12. Clayton, George Barbridge. Operational Amplifiers. Second Ed. Butterworth and Co. (Publishers) Ltd, 1979 pp 305-314, 244-251.
13. Wait, John V. Huelsman, Lawrence. Koin, Granino. Introducción al amplificador operacional. Teoría y aplicaciones. Colección Electrónica/Informática. Ed. Gustavo Gili, S.A. Barcelona, 1983.
14. Johnson, David E. Introduction to Filter Theory. Prentice Hall, Inc., 1976.
15. Lancaster, Don. Active Filter Cookbook. Howard W. Sams and Co., Inc.
16. Berlin, Howard M. Digital Electronics Fundamentals Applications and Experimentals. Printice - Hall Company, 1985.
17. Boylestad, Robert y Nashelsky, Louis. Electronic Devices and Circuit Theory. Prentice Hall, 1982.
18. Fromy, E. Mediciones en Radiofrecuencia. Compañía Editorial Continental S.A. 1966.
19. Oliver, Bernard M. y Cage, John M. Electronic Measurements and Instrumentation. Inter- University Electronics Series. Vol. 12, 1971.
20. Hnatek, Eugene R. Applications of Linear Integrated Circuits. New York. V. Willey , 1975.