

**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL  
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA  
UNIDAD CULHUACAN**

**TESIS INDIVIDUAL**

Que como prueba escrita de su Examen Profesional para obtener el Título de **Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica**, deberá desarrollar el C.:

**GUSTAVO HERNANDEZ LARA**

**“DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MEDIDOR DE RESISTENCIA, INDUCTANCIA Y CAPACITANCIA”**

El medidor de impedancias es un instrumento de gran utilidad y en muchos casos indispensable en aplicaciones donde se requiera conocer el valor de los inductores y capacitores con alta precisión. Este tipo de instrumentos generalmente son de un costo muy elevado, lo que los hace prácticamente inaccesibles a quienes se dedican al diseño y desarrollo de aplicaciones electrónicas. Por lo anterior, se pretende diseñar un instrumento capaz de medir resistencia, inductancia y capacitancia (medidor RLC) con características análogas a los instrumentos comerciales que sea portátil y de bajo costo que permita estar al alcance de los estudiantes, técnicos e ingenieros que desempeñen en el campo de la electrónica.

**CAPITULADO**

- I.- Estado del arte
- II.- Marco teórico
- III.- Diseño y Construcción del prototipo
- IV.- Pruebas y resultados

México D. F., a 7 de junio 2012.

**PRIMER ASESOR:**

**SEGUNDO ASESOR:**

---

ING. FERMIN VALENCIA FIGUEROA

---

M. en C. MARIO PONCE FLORES

**Vo.Bo.**

**APROBADO**

---

M. en C. ANTONIO ROMERO ROJANO  
**JEFE DE LA CARRERA DE I.C.E**

---

M. en C. HECTOR BECERRIL MENDOZA  
**SUBDIRECTOR ACADÉMICO**



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL  
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

UNIDAD PROFESIONAL CULHUACÁN  
INGENIERIA EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA  
ACADEMIA DE TITULACIÓN DE I.C.E.

**“Diseño y Construcción de un Medidor de Resistencia, Inductancia y Capacitancia”**

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRONICA

PRESENTA

**Gustavo Hernández Lara**



ASESORES

M. en C. Mario Ponce Flores  
Ing. Fermín Valencia Figueroa

México D.F., noviembre de 2012

**“Diseño y Construcción de un Medidor de Resistencia, Inductancia y Capacitancia”**

# INDICE

Planteamiento del problema .....	i
Justificación .....	ii
Objetivo general:.....	ii
Objetivos particulares: .....	ii
1.1 Los primeros experimentos.....	1
1.1.1 Primeros experimentos, Resistencia en Corriente Directa .....	1
1.1.2 CD a CA, mediciones de capacitancia e inductancia .....	1
1.1.3 Primeros instrumentos comerciales .....	2
1.1.4 Primeros puentes de DC.....	2
1.2 Electrónica post guerra. ....	4
1.2.1 Puentes de impedancia de propósito general (“RLC” o “Universales”).....	4
1.2.2 Puentes de corriente alterna de precisión.....	6
1.2.3 Puentes de propósito específico .....	7
1.2.4 Electrónica en los instrumentos.....	8
1.3 La era digital .....	9
1.3.1 Medidores digitales de corriente directa.....	9
1.3.2 Medidores digitales de corriente alterna.....	10
1.3.3 Puentes de corriente alterna automáticos .....	11
1.3.4 Computadoras en medidores tipo puente.....	12
1.3.5 Instrumentos en uso hoy en día.....	15
2.1 Métodos de medición .....	16
2.1.1 Método puente .....	16
2.1.2 Método resonante .....	17
2.1.3 Método de corriente y voltaje .....	18
2.1.4 Método corriente y voltaje RF .....	18
2.1.5 Método de análisis de red.....	19
2.1.6 Puente auto-balanceado .....	20
2.2 Oscilador.....	21
2.3 Relación Voltaje y Corriente del resistor, inductor .....	22
2.3.1 Resistor.....	22

2.3.2 Inductor .....	23
2.3.3 Capacitor .....	25
2.4 Muestreo .....	27
2.5 Sistema de muestreo de datos.....	28
2.5.1 Multiplexores de estado sólido vs multiplexores con relevadores.....	29
2.5.2 Velocidad.....	30
2.5.3 Impedancia de fuente. ....	30
2.5.4 Teorema de Nyquist .....	31
2.5.5 Aliasing y la transformada de Fourier .....	31
2.5.6 Transformada discreta de Fourier.....	33
2.5.7 Transformada rápida de Fourier .....	33
2.6 Microcontrolador .....	34
2.6.1Características de los microcontroladores.....	34
3.1 Condiciones generales de diseño .....	37
3.2 Diseño del medidor de impedancias.....	40
3.2.1Método a utilizar.....	40
3.2.2 Oscilador.....	40
3.2.3Detector de fase .....	43
3.2.4 Rango de medición.....	44
3.2.5 Etapas de pre amplificación y amplificación programable. ....	45
3.2.6 Acondicionamiento de la señal .....	48
3.2.7 Microcontrolador .....	48
3.2.8 Control de las señales del multiplexor .....	49
3.2.9 Procesamiento digital de la señal.....	50
3.2.10 Programa del microcontrolador.....	53
3.2.10.1 Inicialización .....	54
3.2.10.2 Botones .....	55
3.2.10.3 Ajuste de ganancia .....	55
3.2.10.4 Adquisición de la señal a medir.....	55
3.2.10.5 Cálculo de la impedancia.....	55
3.2.10.6 Visualización de valores en el LCD .....	56
3.2.10.7 Pruebas RS232.....	56

3.2.11 Display LCD y teclado .....	56
3.2.11 Alimentación .....	59
4.1 Señales principales del medidor .....	60
4.2 Resultados obtenidos .....	66
4.3 Análisis de los resultados obtenidos .....	70
4.4 Conclusiones generales .....	71
APÉNDICE .....	73
BIBLIOGRAFIA .....	86

## Planteamiento del problema

En el diseño y construcción de circuitos electrónicos se hace necesario el uso de inductores (bobinas) y capacitores. En el caso de los inductores, especialmente en circuitos de alta frecuencia, que tengan inductancias bajas, por ejemplo  $\mu\text{H}$  y  $\text{mH}$ . Estas pueden utilizarse para compensar las capacitancias internas de los transistores o tubos al vacío, para acoplar los pasos o etapas de los diferentes circuitos de un transmisor o receptor. En el caso de los capacitores, estos se utilizan en varios circuitos como filtros, circuitos que necesiten alguna base de tiempo, demoduladores de AM, fuentes de alimentación, entre otros. El capacitor es más usado que el inductor y los rangos capacitancia en los cuales se puede utilizar son muy grandes, desde los  $\text{pF}$ ,  $\mu\text{F}$ ,  $\text{mF}$ , y  $\text{F}$ .

En diversos sectores productivos de la industria se requiere medir capacitancia e inductancia. La medición de capacitancia e inductancia se usa para controlar procesos específicos mediante transductores, corregir el factor de potencia del consumo de energía y medir componentes empleados en la fabricación de circuitos electrónicos para equipos de comunicación, cómputo, diagnóstico médico, etc.

En el sector educativo, en particular, en la formación de técnicos e ingenieros en electrónica, es necesario que los laboratorios cuenten con instrumentos para medir estos parámetros, entre otros como multímetros, osciloscopios, generadores de funciones, fuentes de alimentación, etc.

En la actualidad se dispone de una diversidad muy amplia de instrumentos de medición de capacitancia e inductancia, los cuales tienen alcance, exactitud y características particulares; sin embargo, por su alto costo, la mayoría de los laboratorios no cuentan con este tipo de instrumentos. Lo que limita a estudiantes y profesores para llevar a cabo prácticas y proyectos en los diferentes cursos de la carrera.

Para propósitos de experimentación es aquí donde se necesita medir las capacitancias e inductancias.

Este instrumento es esencial dado que sin él no se podrá medir el valor de una inductancia o capacitancia, creando incertidumbre en la realización de un circuito.

## **Justificación**

El medidor de impedancias es un instrumento de gran utilidad y en muchos casos indispensable en aplicaciones donde se requiera conocer el valor de inductores y capacitores con una alta precisión. Este tipo de instrumentos generalmente son de un costo muy elevado, lo que los hace prácticamente inaccesibles a quienes se dedican al diseño y desarrollo de aplicaciones electrónicas. Por lo anterior, se pretende diseñar un instrumento capaz de medir resistencia, inductancia y capacitancia (medidor RLC) con características análogas a los instrumentos comerciales que sea portátil y de bajo costo que permita estar al alcance de estudiantes, técnicos e ingenieros que se desempeñen en el campo de la electrónica.

## **Objetivo general:**

Diseñar y construir un dispositivo electrónico capaz de medir resistencia, inductancia y capacitancia.

## **Objetivos particulares:**

Diseñar y construir el circuito para medir resistencias, inductancias y capacitancias.

Desarrollar los programas necesarios para controlar el circuito diseñado y presentar la medición de los componentes ( $R$ ,  $L$  o  $C$ ) en una pantalla de cristal líquido.



# Capítulo 1

## Estado del arte

### 1.1 Los primeros experimentos

#### 1.1.1 Primeros experimentos, Resistencia en Corriente Directa

Sería apropiado dar el crédito a las primeras mediciones a Georg Simon Ohm (1788-1854), a pesar de que otros pueden tener el crédito. Estas fueron mediciones resistivas en DC, no impedancia compleja, también fueron mediciones relativas dado que en aquel entonces no existía una unidad de resistencia o impedancia, no existían los Ohms.

El determinó que “la fuerza de la corriente es la suma de todas las tensiones, e inversamente proporcional de toda la corriente” usando notación moderna esto se convierte en  $I = E/R$  o  $E = I * R$ . Esto ahora se conoce como la ley de Ohm.

El método más famoso e importante, el puente, fue inventado por Samuel Hunter Christie cuando era un asistente matemático en la real academia militar de Woolwich en Londres, Inglaterra. Su circuito fue primeramente descrito en un documento titulado “Determinación Experimental de las Leyes de Inducción Magneto-Eléctricas” en 1833. El llamó a su invención “Un Arreglo Diferencial”.

Sin embargo, su trabajo no fue notado, probablemente debido a que su descripción era un poco manejable y fue descrita en un largo y tedioso documento.

Finalmente Charles, Wheatstone (1802-1875) tomo como referencia el trabajo de Samuel Christie en 1843. Wheatstone dio todo el crédito a Christie, pero el describió el circuito y sus ventajas de una manera más clara y por eso siempre será conocido como el puente de Wheatstone.

#### 1.1.2 CD a CA, mediciones de capacitancia e inductancia

Si bien originalmente la ley de Ohm solamente fue considerada para resistencia, existían otras cantidades que afectaban a la corriente. Los primeros capacitores, botellas de Leyden, fueron inventadas por Van Kleist y Van Musschbroek en el siglo XVIII y capacitores mejorados fueron desarrollados por otros incluyendo a Michael Faraday (1791-1867) quien midió la “capacidad inductiva específica” (constante dieléctrica) de varios materiales aislantes. James Clerk Maxwell (1831-1879) introdujo el método de deflexión balística para medir inductancia y resistencia en 1865.

Max Wien (1866-1938) publicó una colección clasificada de redes de puentes en 1891 que incluían los primeros puentes de corriente alterna así como también la introducción de nuevos puentes.

Oliver Heaviside (1850-1925) introdujo los términos “impedancia”, “capacitancia” e “inductancia” en 1892 y una notación para las impedancias complejas. La ley de Ohm fue generalizada a  $E = IZ$ , donde  $Z = R + jX$  y  $j = \sqrt{-1}$ . Esto permitió a las ecuaciones de balanceo del puente de corriente alternas a ser divididas en partes reales e imaginarias.

El trabajo de Wien y Heaviside sentó las bases para el desarrollo de puentes para todos los propósitos. Puentes que son usados en todas las posibles combinaciones de resistencia, capacitancia e inductancia. Estos puentes son narrados por B. Hague en su “biblia” de puentes de corriente alterna, “Métodos de puentes de Corriente Alterna” originalmente impreso en 1923 y re-editado muchas veces desde entonces, la última versión fue re-editada en 1971.

### **1.1.3 Primeros instrumentos comerciales**

La realización física real de la mayoría de los circuitos tipo puente era por lo general una combinación de elementos pasivos conectados a una fuente de voltaje con sus propios circuitos de ajuste. Todos estos ensambles no solamente ocupaban mucho espacio, sino también su instalación no era fácil y estaban sujetos a errores. Empezó a surgir una urgente necesidad de un aparato más compacto, simplificado que pudiera ser utilizado por aquellos que no son expertos en la teoría y que solamente querían obtener buenos resultados.

### **1.1.4 Primeros puentes de DC**

Resistencias estándares, cajas con elementos de décadas (usados en los brazos de los puentes) y cables deslizantes eran los componentes de los puentes que se fabricaban por las primeras compañías como Elliot Bros., Cambridge Instruments, Paul Instruments y Tinsley en Inglaterra, Siemens y Otto-Wolff en Alemania y Leeds and Northrup (L&N) y General Radio de Estados Unidos.

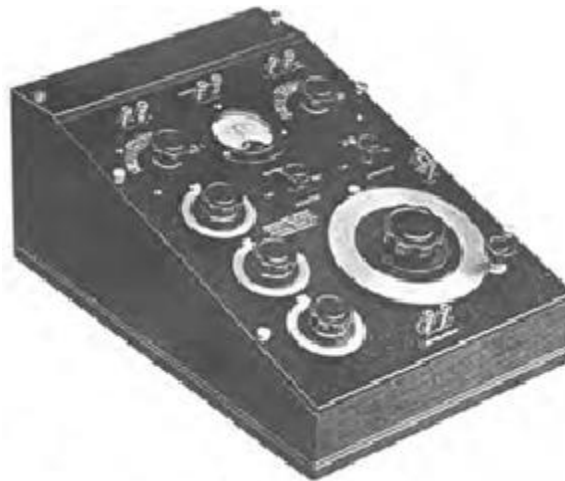
Un paso importante fue la introducción del puente portátil de L&N, el Type S “conjunto de prueba con selector de décadas” introducido en 1915 mostrado en la Figura. 1.1. Este tenía selectores rotatorios con contactos escondidos para la selección del rango y los principales ajustes que tenían cuatro décadas. También incluía una batería, galvanómetro e interruptores para revertir la polaridad y ajustar la sensibilidad, todo esto dentro de una pequeña caja de madera. A pesar de ser un puente de Wheatstone de propósito general incluían otros circuitos para localizar las fallas de alambrado. Este puente fue fabricado por

muchos años con pocos cambios, fue probablemente el puente más popular construido quizá y fue copiado por muchas otras compañías.



**Figura 1.1 Puente de Wheatstone, arca L&N Tipo S Fabricado en 1915**

Un gran paso fue hecho por R.F. Field en 1933 cuando combinó varios circuitos puente para hacer el primer “puente de impedancia” de propósito general modelo GR 650-A como se muestra en la Figura 1.2, que medía R, C y L todo mediante una lectura directa usando un dial que tenía multiplicadores de década. Cualquiera de los puentes podía ser seleccionado para medir capacitancia en serie, inductancia en serie y paralelo o resistencia.



**Figura 1.2 Puente de impedancia Marca GR Tipo 650 Fabricado en 1933**

Este puente fue extremadamente popular. Era encontrado en la mayoría de las escuelas de ingeniería eléctrica o en laboratorios de física y esto hizo que fuera aceptado en la industria.

Los puentes empezaron a ser diseñados para propósitos especiales mientras necesidades bien definidas también aparecieron, como probar capacitores electrolíticos de alto valor. Un ejemplo de esto fue el GR 632-A por Field en 1933. Este fue un prototipo de una serie de próximos instrumentos de la marca GR. Estos instrumentos tenían cada vez un rango mas elevado desde  $250\mu\text{F}$  hasta  $1.1\text{F}$ .

## **1.2 Electrónica post guerra.**

Después de la segunda guerra mundial empezaron a surgir nuevas aplicaciones para la electrónica. La necesidad de la “guerra fría” o la “era espacial” aceleró muchos procesos y es por eso que la Agencia Nacional de Estándares (NBS, ahora NIST) empezó a introducir ciertos requisitos para todos aquellos que suministraban a la armada de Estados Unidos. Estos requisitos dieron un fuerte impulso a las mediciones de todo tipo. Más allá, la industria demandó instrumentos que fueran más fáciles de utilizar y que dieran una lectura de resultados directa. Se necesitaban de instrumentos que pudieran medir un amplio rango de valores de impedancia a más altas frecuencias. Demandaban velocidad a la prueba de millones de componentes que se fabricaban y una mejor exactitud para probarlos

### **1.2.1 Puentes de impedancia de propósito general (“RLC” o “Universales”)**

Brown Electro-Measurements Corp. (BECO) desarrolló una nueva marca de puente RLC, el popular Modelo 250, mostrado en la Figura 1.3. La compañía cambió de BECO a ESI (Electro-Scientific Industries) la cual se convirtió en el mayor proveedor de puentes de corriente alterna y continua.



**Figura 1.3 Puente de impedancias marca ESI Tipo 250 Fabricado en 1949**

Muchas otras compañías se unieron a la competencia en el mercado de puentes RLC de propósito general y sus puentes usaron una gran variedad de métodos de lectura desde grandes indicadores, indicadores modificados, potenciómetros, perillas, interruptores, conectores coaxiales, arreglos tipo regla de calculo entre otros.

Se pueden apreciar distintos modelos de la Figura 1.4 a la 1.7 los cuales muestran ejemplos de los métodos de lectura de la



**Figura 1.4 Puente universal Modelo Marconi 868 Fabricado en 1958**



**Figura 1.5 Puente universal Marca AVO Tipo B 150 Fabricado en 1968**



**Figura 1.6 Puente de impedancia  
Marca Fluke Tipo 710A  
Fabricado en 1962**



**Figura 1.7 Puente de impedancia  
Marca Simposon Modelo 2785  
Fabricado 1968**

### **1.2.2 Puentes de corriente alterna de precisión**

Un desarrollo importante en la precisión de los puentes de corriente alterna fue el uso de un par de brazos acoplados inductivamente, estos brazos eran transformadores los cuales ayudaban a realizar mediciones de valores muy bajos en capacitancia. Algunos arreglos podían medir valores menores a 1 pF.

La compañía que hizo la mayor parte del uso de los puentes con transformadores fue Way Kerr en Inglaterra, fundada en 1946 por Richard Foxwell y Raymond Calvert. Ellos usaron transformadores en la mayoría de sus puentes, incluyendo puente universal de baja frecuencia B-221. Mientras este puente podía medir admitancias sobre un gran rango, un adaptador externo podía ser utilizado para medir bajas impedancias.

El modelo B-221 es demostrado en la Figura 1.8



**Figura 1.8 Wayne-Kerr Modelo B221 Fabricado en 1955**

### 1.2.3 Puentes de propósito específico

A parte de los puentes especiales diseñados para medir capacitores electrolíticos, capacitores de alto voltaje y parámetros de los tubos de vacío, otro tipo de puentes con un propósito específico fue el “puente de inductancia incremental” diseñado para medir las bobinas con núcleo de hierro y transformadores, mientras la corriente era aplicada. La mayoría de estos puentes podía también aplicar una gran señal de corriente alterna para simular la corriente de línea.

Otra gran clase de puentes especiales eran los puentes de temperatura que se utilizaban para medir la resistencia en termómetros, particularmente hablando, la resistencia de los platinos. Este tipo de instrumentos eran utilizados dado que las resistencias que se utilizaban en los platinos eran relativamente bajas y con un rango muy estrecho.

Mientras la mayoría de los puentes eran diseñados para probar los componentes  $RLC$ , también existían puentes que medían otras cantidades como la impedancia y admitancia compleja o sus magnitudes y ángulo de fase. Un buen ejemplo era GR1603 de Easton, mostrado en la Figura 1.9, el cual era un puente de audiofrecuencia que usaba resistencias variables, o potenciómetros, en lugar de capacitores variables usados en puentes de radiofrecuencia. Podía mostrar las mediciones tanto como  $R$  y  $X$  o  $G$  y  $B$ .



**Figura 1.9** Puente Z-Y Modelo GR Tipo 1603-A Fabricado en 1955

Aunque por lo general no son tan precisos como los puentes, los medidores de impedancia eran más fáciles de usar debido a que no era necesario el balanceo manual. Muchas compañías construían medidores de inductancia y capacitancia que eran equivalentes a los óhmetros ya sea que midieran la corriente a través del DUT (Device Under Test o Dispositivo Bajo Prueba) con una voltaje constante aplicado o el voltaje a través de el con

una corriente aplicada. Un buen ejemplo era el BEC (Boonton Electronics Corp) modelo 71A mostrado en la Figura 1.10, el cual podía medir capacitancia e inductancia a 1 MHz.



**Figura 1.10 Medidor de capacitancia BEC Modelo 71 Fabricado en 1971**

Una desventaja de la mayoría de los medidores de impedancia es que solo podían medir solamente una cantidad, solo Capacitancia y factor  $D$  o Inductancia y factor  $D$ .

Un dispositivo posterior de Boonton Radio (después HP) modelo 4800 medidor vectorial de impedancias, mostrado en la Figura 1.11, le magnitud y fase sin ningún tipo de balance manual sobre un amplio rango de frecuencias.



**Figura 1.11 Medidor de impedancia vectorial Marca BRC/HP Tipo 4800 Fabricado en 1955.**

#### **1.2.4 Electrónica en los instrumentos**

Tan pronto como los tubos de vacío estuvieron disponibles, fueron usados para realizar mejores generadores de señales

Los medidores de impedancia usaban circuitos activos en los circuitos de medición es por eso que la exactitud del instrumento depende directamente de la precisión de los elementos activos los cuales eran amplificadores.



Los laboratorios Bell fueron probablemente en 1961 los primeros en usar amplificadores en el circuito principal en un puente de balanceo. Probablemente el primer puente comercial con componentes activos fue el GR 1633, mostrado en la Figura. 1.12, introducido en 1962 el cual usaba amplificadores de transistores que permiten al circuito puente poder despejar el factor  $Q$  directamente a distintas frecuencias.



**Figura 1.12 Puente de inductancia incremental Marca GR Tipo 1633 Fabricado en 1962**

## **1.3 La era digital**

Los instrumentos de medición con lecturas digitales tienen la ventaja de una alta resolución y de no requerir una interpolación visual de cualquier escala análoga. Quizá aun mas importante hoy es la habilidad de transferir la información a la computadora así evitando la posibilidad de un error humano en la lectura, grabar los datos medidos y eliminar el tiempo que toma para un humano realizar estas funciones. Por otra parte, una vez que los datos son transferidos a la computadora, pueden ser utilizados para realizar muchas de las tareas para las cuales la medición fue realizada: clasificación de componentes, controlar procesos, caracterizar redes, estudiar materiales, calibración de instrumentos, etc.

### **1.3.1 Medidores digitales de corriente directa**

Los primeros instrumentos con lecturas digitales fueron los contadores, timers y medidores de frecuencia que eran completamente digitales en naturaleza y no necesitaban una conversión analógica a digital. Los primeros voltímetros comparaban un voltaje desconocido con la salida de un convertidor digital analógico o usaban métodos de integración como convertidores de voltaje a frecuencia o moduladores de ancho de pulso. Otras técnicas de conversión analógica digital rápidamente se hicieron disponibles, pero lo

mas importante para la precisión de los medidores de cualquier tipo fue el integrador de doble rampa el cual fue descrito en 1966 en un documento por H. Schmidt.

Los medidores digitales de todo tipo rápidamente se hicieron populares y podían ser muy precisos porque la exactitud no era limitada a la resolución de una escala de un medidor analógico.

### 1.3.2 Medidores digitales de corriente alterna

Los medidores de impedancia digitales de corriente alterna también usaban integradores de doble rampa para hacer la conversión de voltaje a corriente pero requerían detectores de fase muy sensitivos para suministrar los voltajes correctos. Ejemplos de estos medidores de capacitancia fue en 1960, la marca Electro-Instruments y su serie “CD Digital Capacitance Meter” Figura 1.13 y el “Micro Instruments 5300 series Capacitance Tester” Figura 1.14. Medidores de impedancia digital que medían  $R$ ,  $L$  y  $C$  fueron de la marca ESI modelo 251 Figura 1.15 y el GR 1685 Figura 1.16. Estos instrumentos tenían precisión de 0.25%. Tenían dos desventajas. Al no tener memoria, podían hacer solo una división por momento y es por eso que solamente podían mostrar el componente principal ( $R$ ,  $L$  o  $C$ ) o la fase del componente ( $D$  o  $Q$ ), pero no los dos simultáneamente. También su precisión para medir ángulos, estaba limitada por la habilidad de obtener desplazamientos de fase precisos de  $90^\circ$  para la señal de referencia necesaria.



**Figura 1.13 Medidor de Capacitancia Digital**  
Marca Electro-Instruments  
Modelo CD  
Fabricado en 1960



**Figura 1.14 Probador de capacitancia**  
Marca Micro Instr.  
Modelo 5300A  
Fabricado en 1965



**Figura 1.15 Medidor de Impedancia Digital  
Marca ESI Modelo 251  
Fabricado en 1973**



**Figura 1.16 Medidor de Impedancia Digital  
Marca GR Tipo 1685-A  
Fabricado en 1973**

Otra clase de medidores digital, son los medidores de capacitancia Portátiles. Mientras que estos eran muy útiles y baratos, muchos de estos, como el tipo 938 de Data Precision (1979), mostrado en la figura 1.17, usaban los métodos de carga y descarga tipo  $RC$  en lugar de señales sinusoidales para hacer mediciones dependientes de la frecuencia.



**Figura 1.17 Medidor de Capacitancia Portatil Marca Data Precision 938 Fabricado en 1979**

### **1.3.3 Puentes de corriente alterna automáticos**

Muchos intentos fueron realizados para automatizar de forma mecánica el proceso de balanceo para que la precisión de los puentes pudiera ser combinada con la velocidad y facilidad de uso de un medidor. En 1951 Graham J.F. describió un puente de inductancia compleja usando detectores de fase y servomotores que operaban resistencias variables e inductores.

Se logró un gran avance cuando en 1965 se introdujo el primer puente de capacitancias de auto balanceo digital, el GR1680. El GR 1680 media la capacitancia en paralelo y la

conductancia y también el factor  $D$ . También podía medir la inductancia indirectamente, se tenía que realizar manualmente los cálculos

### 1.3.4 Computadoras en medidores tipo puente

Cuando los microprocesadores empezaron a ser más pequeños y baratos, empezaron a ser utilizados en instrumentos. El primer puente controlado por microprocesador fue el BEC 76A, “Automatic Capacitance Bridge” (Figura.1.18) en 1976. Aparte de controlar el puente, el microprocesador calculaba la resistencia y capacitancia en serie, así como también factor  $Q$  y  $D$ . También calculaba el porcentaje de desviación del instrumento con respecto al valor medido y el valor ingresado y aplicaba correcciones a cero.

Estas características importantes ahora también son incluidas en todos los instrumentos de medición de impedancia actuales.



**Figura 1.18 Puente Automático de Capacitancia de 1MHz Marca BEC Modelo 76A Fabricado en 1976**

Los microprocesadores podían hacer más que el control del puente y realizar operaciones con los resultados, podía cambiar el método básico de medición, combinando la velocidad de los medidores digitales con la precisión de los puentes automáticos y mucho más baratos. El microprocesador podía hacer decisiones complejas y así calcular la impedancia compleja usando la versión de corriente alterna de la ley de Ohm,  $Z = E/I$ . La corriente era medida colocando una resistencia en serie con el dispositivo bajo prueba (DUT por sus siglas en inglés) y se medía el voltaje que cruzaba a través de ellas de forma secuencial, con el mismo amplificador y convertidor analógico digital. Dado que el mismo detector era

utilizado para ambas mediciones, su ganancia y ángulo de fase no tenía efecto, se cancelaban.

El microprocesador calcula cualquier cantidad de impedancia con el voltaje complejo medido y el valor de la resistencia conocida que se utiliza para medir la corriente

Este método fue usado por primera vez en el GR 1657 “Digibridge” en 1976 mostrado en la Figura 1.19. Su nombre no tenía relación con el uso de algún puente y esto creó confusión aunque el nombre de “puente” se usaba (y sigue usando) frecuentemente para referirse a un dispositivo para medir impedancias.



**Figura 1.19 Digibridge Marca GR Tipo 1657 Fabricado en 1976**

La mayoría de los instrumentos tenían 2 displays, el primario que mostraba ( $R$ ,  $L$ ,  $C$  y  $Z$ ) y el secundario (factor  $Q$ , factor  $D$ ), estos displays consistían en un arreglo de LEDs (Diodo Emisor de Luz). De la marca ESI el modelo “Videobridge” usaba un tubo de rayos catódicos que proporcionaba una lectura de alta resolución, como se ve en la figura 1.20, donde se mostraban las unidades, la frecuencia de prueba, el voltaje y otra información. Después, los displays de cristal líquido (LCD) empezaron a ser utilizados, en los cuales mucha información podría ser desplegada sin las desventajas que tenía el tubo de rayos catódicos (alto voltaje, ruido, alto consumo de corriente y costo).



**Figura 1.20 Video Bridge Marca ESI Modelo 2100 Fabricado en 1981**

Los medidores de impedancia basados en microprocesadores eran o siguen siendo fabricados por lo menos por 20 compañías que incluyen Agilent (formalmente HP), Quadtech, Stanford Research (Figura 1.21) Wayne Kerr (Figura 1.22) y Tingsley (UK), Keithly, Fluke/Philips, Danbridge (Dinamarca), Chen Hwa y Chroma (Taiwan), Hioki (Japon), Goodwill (Korea, Figura 1.23), Combinova (Suiza) y HuGuang y MPC (Republica Popular de China).



**Figura 1.21 Medidor LCR  
Marca Stanford Res. Modelo 715  
Fabricado en 1991**



**Figura 1.22 Medidor LCR Automatico  
Marca W-K modelo 4225  
Fabricado en 1984**



**Figura 1.23 Medidor LCR Marca Goodwill Modelo 851B Fabricado en 1955**

Todos estos instrumentos tienen un principio de funcionamiento similar, sino hasta la misma apariencia, casi todos tienen un extremo amplio rango para medir Resistencia, Capacitancia e Inductancia, usan 3 terminales (protección) y 4 terminales (Modo Kelvin). Tienen ventajas de velocidad, pueden realizar más de cincuenta mediciones por segundo. Muchos tienen capacidades para baja frecuencia pero también muchos otros pueden llegar hasta 1MHz.

### **1.3.5 Instrumentos en uso hoy en día**

Todos estos instrumentos basados en microprocesadores han remplazado a todos los puentes de balance manual, o automáticos. Algunas compañías que empezaron con los primeros puentes, aun siguen en el mercado aunque también muchas otras han desaparecido o han sido absorbidas por otras compañías.

Estos medidores también tienen limitaciones tanto en exactitud y precisión. Su exactitud depende de la linealidad de sus amplificadores convertidores Analógicos/Digital, pero principalmente están limitados por su calibración y la estabilidad de sus propios elementos. Su precisión está limitado por la resolución de sus convertidores Analógico/Digital y eventualmente por el ruido.

Puentes que utilizan transformadores aplican una gran señal y así son menos afectados por el ruido y tienen una gran exactitud. Es por eso que puentes manuales de capacitancia, siguen siendo usados para calibración con capacitores de precisión. Sin embargo no tienen las muchas ventajas del control computarizado.

Un puente de balanceo automático de alta resolución podría ser muy lento y caro de fabricar dada la gran cantidad de interruptores que son necesarios.

La historia de la medición de la impedancia ilustra los cambios de la ciencia de la electricidad y el desarrollo de la electrónica desde los primeros experimentos hasta la era de la computadora actual. Los diseñadores de los instrumentos de medición de impedancia aprovechaban la ventaja de las ideas más recientes y dispositivos para hacer sus productos más útiles y más competitivos.

## **Capítulo 2**

### **Bloques típicos de un medidor de impedancia**

En este capítulo se describirán los bloques típicos que constituyen a un medidor de impedancias.

#### **2.1 Métodos de medición**

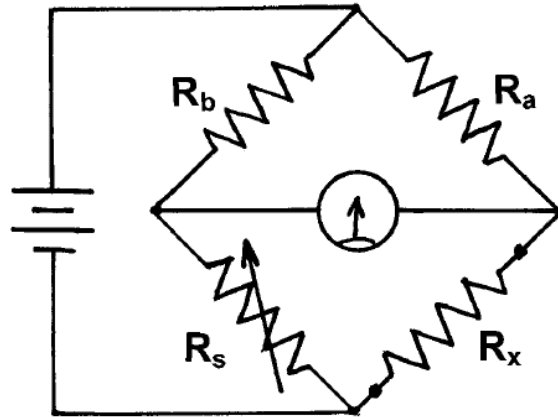
Existen muchos métodos de medición para elegir a la hora de medir la impedancia, cada uno de ellos tiene ventajas y desventajas. Se debe de tener en cuenta sus necesidades de medición y condiciones, y luego elegir el método más apropiado, teniendo en cuenta factores tales como la frecuencia, cobertura, rango de medición, precisión de la medición y la facilidad de su operación. Su elección requiere hacer concesiones, ya que no existe un método de medición único que incluye todas las capacidades de medición.

##### **2.1.1 Método puente**

Cuando no fluye corriente por el detector, el valor de la impedancia desconocida puede obtenerse a través de la relación de los otros elementos del puente. Varios tipos de circuito de puente, empleando combinaciones de componentes  $R$ ,  $L$  y  $C$  como elementos del puente, son usados para diversas aplicaciones.

El puente de Wheatstone que se muestra en la Figura 2.1 se encuentra balanceado cuando no fluye corriente en el detector el cual ocurre cuando  $R_x/R_s = R_a/R_b$  o  $R_x = R_s R_a / R_b$ . Esta es la ecuación de balanceo y es independiente del nivel de la señal de entrada y el detector de sensibilidad, y se mantiene sin cambios si la fuente y el detector son intercambiados. El elemento desconocido se mide solamente por los valores de las resistencias de los otros, uno de los cuales se varía para alcanzar el equilibrio.





Puente de Wheatstone  
o "Balance de Resistencias"  
Christie 1833  
Wheatstone 1843

Figura 2.1 Circuito básico de un puente de Wheatstone

### 2.1.2 Método resonante

Cuando un circuito como el mostrado en la Figura 2.2 se ajusta a la resonancia mediante ajustes de un capacitor de sintonía ( $C$ ), la impedancia desconocida  $L_x$  y los valores de  $R_x$  son obtenidos a partir de la frecuencia de prueba, el valor  $C$  y el valor de  $Q$ .  $Q$  se mide directamente utilizando un voltímetro colocado a través de un capacitor de sintonía. Debido a que las pérdidas en el circuito de medición son muy bajas, los valores de  $Q$  que se pueden medir son del orden de 300.

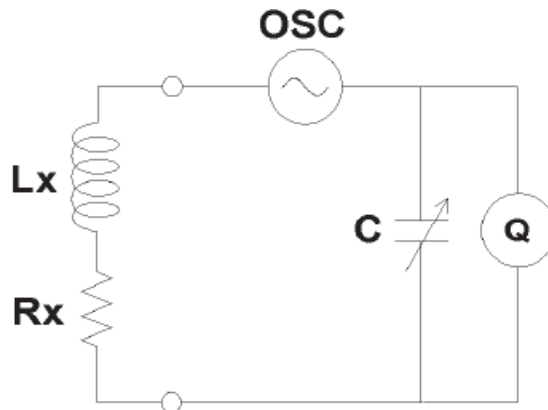


Figura 2.2 Circuito básico del método resonante

### 2.1.3 Método de corriente y voltaje

La impedancia desconocida ( $Z_x$ ) puede ser calculada de los voltajes y corrientes medidos. La corriente es calculada usando el valor de la medición del voltaje a través de la resistencia de bajo valor ( $R$ ). En la Figura 2.3 se muestra una idea general de la forma en la cual se puede realizar la medición. En la práctica un transformador de baja pérdida es usado en lugar de  $R$  para prevenir el efecto causado debido a colocar una resistencia de bajo valor en el circuito. El transformador, sin embargo, limita el extremo inferior del rango de frecuencia aplicable.

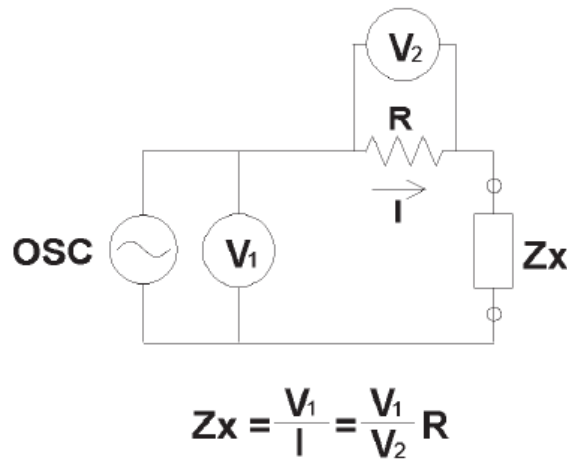
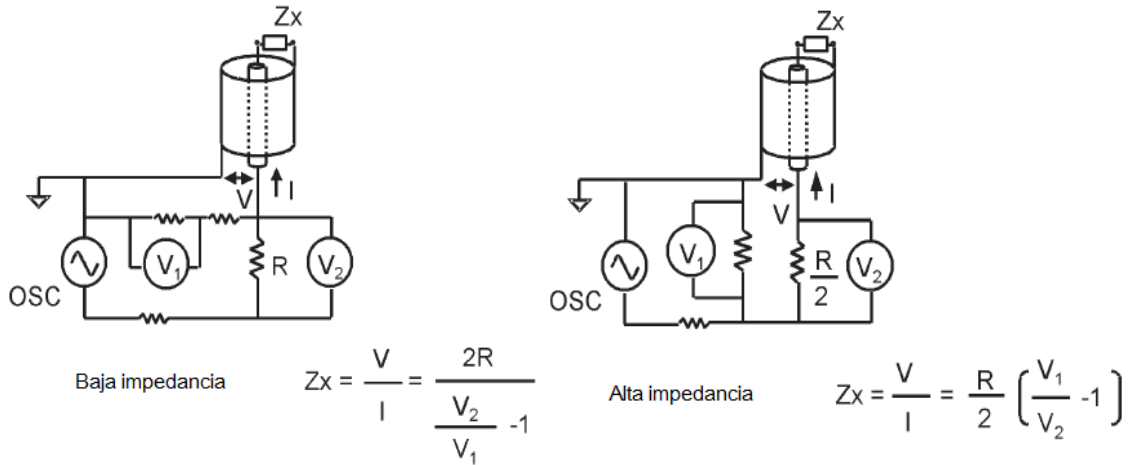


Figura 2.3 Circuito básico del método Corriente y Voltaje

### 2.1.4 Método corriente y voltaje RF

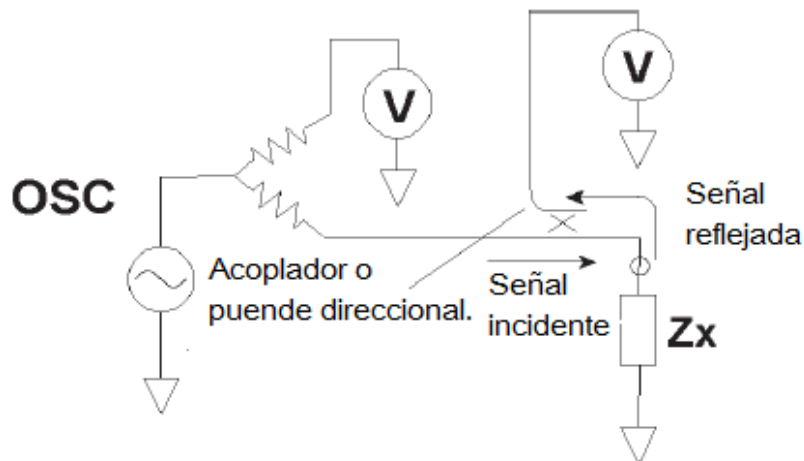
Esta basado en el mismo principio que el de corriente y voltaje, esta configurado en un modo diferente usando un circuito de acoplamiento de medición (50 ohms) y un cable coaxial de precisión para la operación a altas frecuencias. Hay 2 tipos de arreglos de medición de voltaje y corriente mostrados en la Figura 2.4, que se adaptan a la baja impedancia y a las mediciones de alta impedancia. La impedancia DUT se deriva de las mediciones de los valores de voltaje y corriente.



**Figura 2.4 Circuitos básicos de medición de baja y alta impedancia para el método de corriente y voltaje de RF**

### 2.1.5 Método de análisis de red

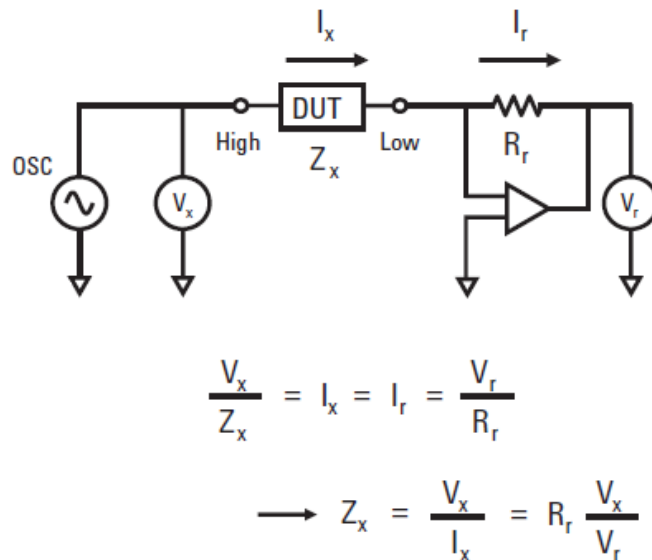
El coeficiente de reflexión se obtiene mediante la medición de la relación de una señal incidente a la señal reflejada. Una acoplamiento direccional o puente es usado para detectar la señal reflejada y un analizador de redes es utilizado para proporcionar y medir la señales. Dado que este método mide la reflexión en el DUT, es utilizable en el rango de frecuencia más alta. Un diagrama general se muestra en la Figura 2.5.



**Figura 2.5 Circuito básico del método de análisis de red**

### 2.1.6 Puente auto-balanceado

La corriente  $I_x$  se balancea con la corriente  $I_r$  que fluye a través de la resistencia de rango ( $R_r$ ), por el funcionamiento del convertidor I-V. La Figura 2.6 muestra un diagrama básico de este método. El voltaje potencial en el punto Low se mantiene en cero (llamado tierra virtual.) La impedancia de DUT es calculada usando los voltajes medidos en la terminal High ( $V_x$ ) y el voltaje a través de  $R_r$  ( $V_r$ ).



**Figura 2.6 Circuito básico del método puente de auto-balanceo.**

En la Tabla 2.1 se hace un resumen de las características así como de las ventajas y desventajas de cada uno de los métodos de medición antes mencionados.

Tabla 2.1 Comparación de los métodos de medición con sus características.

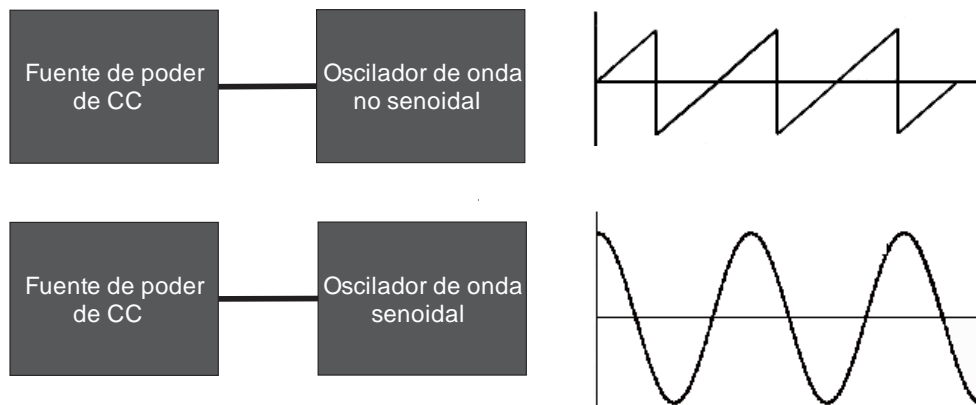
Método de medición	Ventajas	Desventajas	Rango de frecuencia aplicable	Aplicación mas común
Tipo puente	Alta precisión. Amplia cobertura del rango de frecuencia mediante el uso de diferentes tipos de puentes. Bajo costo	Necesita ser manualmente balanceado. Estrecha cobertura de frecuencia con un solo instrumento.	DC a 300MHz.	Laboratorios.

Método resonante	Buena precisión de una Q aun un alto valor de Q.	Necesita ser sintonizado para una mejor precisión. Baja precisión a baja impedancia.	10kHz a 70 MHz.	Mediciones de un valor alto de Q.
Corriente y voltaje	Dispositivo de medición puesto a tierra. Adecuado para pruebas con sondas de prueba.	La frecuencia de operación esta limitada por el transformador usado en la sonda.	10kHz a 100MHz	Dispositivos de medición puesto a tierra.
Corriente y voltaje RF.	Alta precisión y un amplio rango de impedancias a muy altas frecuencias.	La frecuencia de operación esta limitada por el transformador usado en el cabezal de prueba.	1MHz a 3 GHz	Componentes de Radio Frecuencia.
Método análisis de red	Amplio rango de frecuencias. Buena precisión cuando la impedancia desconocida se acerca a la impedancia característica.	Calibración necesaria cuando la frecuencia de prueba es cambiada. Rango estrecho de medición de impedancia.	Mayor a 300kHz.	Componentes de Radio Frecuencia.
Método auto-balanceo	Amplia cobertura de frecuencia desde LF hasta HF. Alta precisión sobre un amplio rango de impedancias. Medición puesta a tierra.	Mayores frecuencias no disponibles.	20Hz a 110 MHz	Medición de componentes genéricos.

## 2.2 Oscilador

En muchos sistemas electrónicos se necesita generar voltajes de CA dentro de alguna parte del mismo sistema, dichos voltajes pueden ser señales en si o bien se utilizan para modificar una señal dada. Los circuitos que generan sus propias señales reciben el nombre de osciladores. Básicamente, un oscilador convierte la potencia de corriente continua, suministrada por una fuente de alimentación, en la señal de corriente alterna deseada como se observa en la Figura 2.7. Las características de la señal dependen de la aplicación específica y es con base en tales características como se clasifican generalmente los osciladores. Las principales clases de osciladores son: los que generan señales de salida de onda sinusoidal y los que generan señales de salida de onda no sinusoidal. En ambos casos

la función de oscilador es producir una salida con cierta forma de onda constante que tenga una frecuencia definida y mantener esta frecuencia dentro de los límites deseados.



**Figura 2.7 Conversión de una de una fuente de CC a una onda señal variante en el tiempo.**

Si la frecuencia de salida del oscilador varía durante su funcionamiento se dice que el oscilador deriva o es inestable. Esta condición puede ser el resultado de las propias características del circuito oscilador o bien de las interacciones entre el oscilador y otros circuitos a los cuales está conectado. En cualquier caso, la variación de la frecuencia en la salida del oscilador generalmente es muy inconveniente y existen varios métodos para evitarla. A menudo, a los osciladores de onda no sinusoidal se les llama generadores. Por ejemplo, los osciladores que producen ondas de salida de diente de sierra suelen llamarse generadores de diente de sierra, mientras que los productores de pulso se llaman generadores de pulso.

## 2.3 Relación Voltaje y Corriente del resistor, inductor

### 2.3.1 Resistor

Para frecuencias de líneas de alimentación y frecuencias de hasta unos cientos de kilo Hertz, la resistencia, para todo propósito práctico no es afectada por la frecuencia del voltaje o la corriente sinusoidal aplicados. Para esta región de frecuencia, el resistor  $R$  puede majearse como una constante, y se podrá aplicar la ley de Ohm de la siguiente forma. Para  $v = V \text{ sen } \omega t$ .

$$i = \frac{v}{R} = \frac{V \text{ sen } \omega t}{R} = \frac{V}{R} \text{ sen } \omega t = I \text{ sen } \omega t$$

Donde:

$$I = \frac{V}{R}$$

Además, para una  $i$  dada

$$v = iR = (I \text{ sen } \omega t)R = IR \text{ sen } \omega t = V \text{ sen } \omega t$$

Donde:

$$V = IR$$

Para un elemento puramente resistivo, el voltaje y la corriente a través del elemento se encuentra en fase, con sus valores pico relacionados mediante la ley de Ohm como se muestra en la Figura 2.8

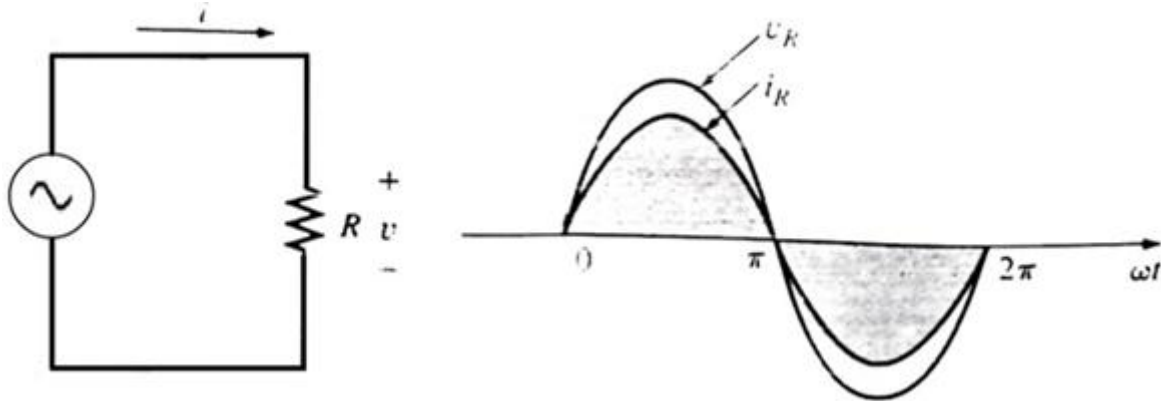


Figura 2.8 El voltaje se encuentra en fase con la corriente.

### 2.3.2 Inductor

Para la configuración en serie de un inductor, el voltaje del elemento se opone a la fuente, y por ello reduce la magnitud de la corriente. La magnitud del voltaje en el elemento está determinado por la oposición del elemento al flujo de carga, o corriente. Para un elemento resistivo, encontramos que la oposición es su resistencia y que  $v$  e  $i$  están determinados por  $v = iR$ .

El voltaje del inductor está relacionado directamente con la razón de cambio de la corriente a través de la bobina. Por consiguiente a mayor frecuencia, mayor será la razón de cambio de la corriente a través de la bobina, y más grande la magnitud del voltaje. Además, la inductancia en una bobina determinará la razón del cambio del flujo de enlace de una bobina para un cambio particular en la corriente a través de la misma. Mientras más alta sea la inductancia, mayor será la razón de cambio de los enlaces del flujo y mayor el voltaje resultante en la bobina. Por tanto, el voltaje inductivo estará directamente relacionado con la frecuencia, y con la inductancia de la bobina. Para valores crecientes de  $f$  la magnitud de  $V_l$  se incrementará como se describió antes.

Para un inductor se tiene que:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

Aplicando la diferenciación:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{d}{dt} (I \text{ sen } \omega t) = \omega I \cos \omega t$$

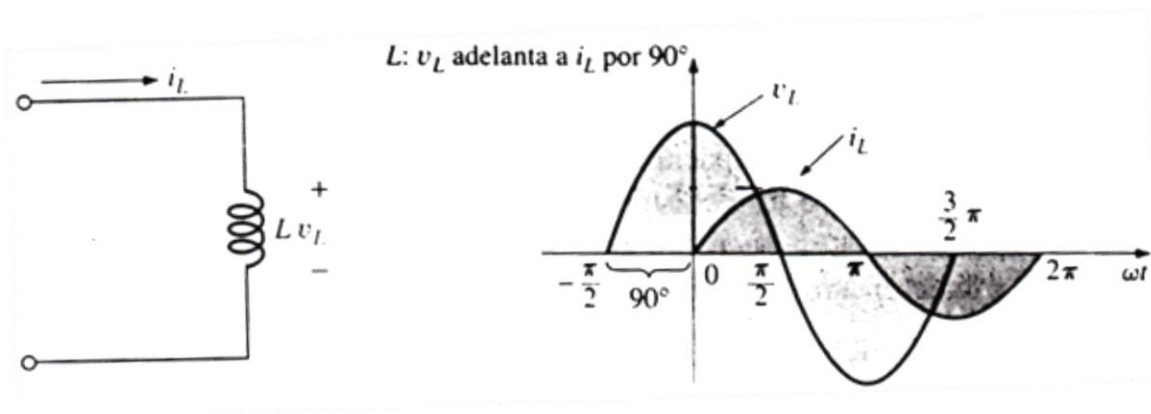
Por tanto:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = L(\omega I \cos \omega t) = \omega L I \cos \omega t$$

O bien:

$$v_L = V \text{ sen } (\omega t + 90^\circ)$$

El valor pico de  $v_L$  esta directamente relacionado con  $\omega (= 2\pi f)$  y  $L$ . La grafica de la Figura 2.9 muestra que para un inductor  $v_L$  adelanta a  $i_L$  por  $90^\circ$ , o esta retrasada con respecto a  $v_L$  por  $90^\circ$ .



**Figura 2.9 El voltaje y la corriente se encuentran desfasados  $90^\circ$**

Revelando que la oposición establecida por un inductor dentro de la red senoidal de CA esta relacionada directamente con el producto de la velocidad angular ( $\omega = 2\pi f$ ) y la inductancia, lo que comprueba las conclusiones anteriores.

La cantidad  $\omega L$ , denominada reactancia (proviene de reacción) de un inductor, se representa simbólicamente por  $X_L$  y se mide en Ohms; es decir,

$$X_L = \omega L$$



En el formato de la ley de ohm, su magnitud puede determinarse a partir de:

$$X_L = \frac{V}{I}$$

La reactancia inductiva es la oposición al flujo de la corriente, la cual resulta del cambio continuo de energía entre la fuente y el campo magnético del inductor. En otras palabras, la reactancia inductiva, a diferencia de la resistencia (la cual se disipa en forma de calor), no disipa energía eléctrica (ignorando los efectos de la resistencia interna del inductor).

### 2.3.3 Capacitor

Para las redes capacitivas, el voltaje en el capacitor está limitado por la razón a la que puede depositarse la carga en, o liberarse por, las placas del capacitor durante las fases de carga y descarga respectivamente. En otras palabras, un cambio instantáneo en el voltaje en un capacitor es opuesto por el hecho de que existe un elemento de tiempo requerido para depositar la carga sobre (o liberar carga desde) las placas de un capacitor, y  $v = Q/C$ .

Dado que la capacitancia es la medida de la razón a la que el capacitor almacena carga sobre sus placas, para un cambio particular en el voltaje en el capacitor, a mayor valor de capacitancia, mayor será la corriente capacitiva resultante.

Además, la ecuación fundamental que relaciona el voltaje en un capacitor con la corriente de un capacitor [ $i = C(dv/dt)$ ] indica que para una capacitancia en particular, mientras mayor sea la razón del cambio de voltaje en el capacitor, mayor será la corriente capacitiva. Por su puesto un incremento en la frecuencia correspondería a un incremento en la razón del cambio del voltaje en el capacitor y con un incremento la corriente del capacitor.

Por lo tanto la corriente de un capacitor, está relacionada directamente con la frecuencia (o más específicamente, con la velocidad angular) y con la capacitancia del capacitor. Un incremento en cualquier cantidad dará como resultado un incremento en la corriente del capacitor. Sin embargo, para la configuración básica en serie estamos interesados en determinar la oposición del capacitor según se encuentra relacionada con la resistencia de un resistor y  $\omega L$  para el inductor. Dado que un incremento en la corriente corresponde a la disminución en la oposición, e  $I_c$  es proporcional a  $\omega$  y  $C$ , la oposición de un capacitor está inversamente relacionada con  $\omega$  ( $\omega = 2\pi f$ ) y  $C$ .

Para un capacitor se tiene que:

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt}$$

Aplicando la diferenciación:

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{d}{dt}(V \text{ sen } \omega t) = \omega V \cos \omega t$$

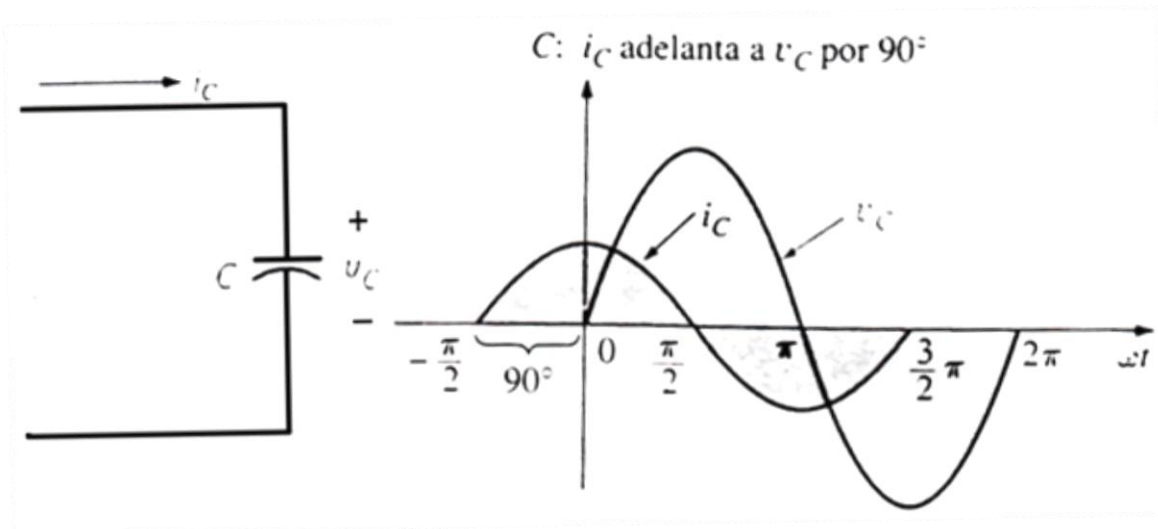
Por tanto:

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} = C(\omega V \cos \omega t) = \omega CV \cos \omega t$$

O bien:

$$i_C = I \text{ sen } (\omega t + 90^\circ)$$

El valor pico de  $i_C$  esta directamente relacionado con  $\omega (= 2\pi f)$  y  $C$ . La grafica de la Figura 2.10 muestra que para un capacitor  $i_C$  sobrepasa a  $v_C$  por  $90^\circ$ , o  $v_C$  se retrasada por  $90^\circ$  con respecto a  $i_C$ .



**Figura 2.10 El voltaje y la corriente se encuentran desfasados  $90^\circ$ .**

La cantidad  $1/\omega C$ , denominada reactancia de un capacitor, se representa simbólicamente por  $X_C$  y puede medirse en ohms; es decir,

$$X_C = \frac{1}{\omega C}$$

En formato de la ley de Ohm, su magnitud puede determinarse a partir de:

$$X_C = \frac{V}{I}$$

La reactancia capacitiva es la oposición al flujo de carga, la cual da por resultado el intercambio continuo de energía entre la fuente y el campo eléctrico del capacitor. Al igual que el inductor, el capacitor no disipa energía de ninguna forma (ignorando los efectos de la resistencia de fuga).

Es posible determinar si una red con uno o más elementos es predominantemente capacitiva o inductiva observando la relación de fase entre el voltaje y la corriente de entrada.

Si la corriente de fuente adelanta el voltaje aplicado, la red es predominantemente capacitiva, y si el voltaje aplicado adelanta a la corriente de la fuente, la red es inductiva.

## **2.4 Muestreo**

Si se desconoce la señal, el proceso de análisis se inicia con la adquisición de la misma. Adquisición significa medir y registrar la señal en un periodo, aunque por mucho la técnica más común de adquisición de señales actual es el muestreo. Muestrear una señal es el proceso de adquirir sus valores solo en puntos discretos en el tiempo. La principal razón para hacerlo de esta manera es que la mayoría del procesamiento y análisis de señales en la actualidad se realiza mediante computadoras digitales.

Puesto que la memoria y capacidad de almacenamiento en masa de una computadora son finitas, solo puede manejar una cantidad determinada de números. En consecuencia si se va a utilizar una computadora digital para analizar una señal, ésta solo se puede muestrear durante un tiempo finito.

El muestreo de señales eléctricas, usualmente voltajes, se efectúa de manera más común con dispositivos, el de muestreo y retención y el convertidor analógico digital. A veces estos dos dispositivos se acoplan en un módulo electrónico.

Un Convertidor analógico digital acepta una excitación de voltaje o corriente analógicos en su entrada y la convierte en un conjunto de bits binarios (un código) como respuesta. La respuesta del convertidor analógico digital (CAD) puede estar en serie o paralelo. Si la respuesta está en serie, produce sobre una terminal de salida un solo voltaje o corriente de respuesta que es una secuencia en el tiempo de voltajes altos y bajos que representan los unos y los ceros del conjunto de bits binarios. Si el convertidor tiene una respuesta en paralelo, hay un voltaje o corriente de respuesta por bit y cada uno de esos aparece en forma simultánea en una terminal de salida del convertidor como un voltaje o corriente alto o bajo que representa a un uno o un cero en el conjunto de bits binarios.

La excitación del convertidor analógico digital es una señal en tiempo continuo, y la respuesta es una señal en tiempo discreto. Dicha respuesta no solo es de tiempo discreto sino también esta cuantificada y codificada. El número de bits binarios producidos por un convertidor analógico digital es finito. En consecuencia el número de patrones de bits únicos que puede producir también lo es. Si el número de bits que produce el convertidor analógico digital es  $n$ , el número de patrones de bits únicos que puede producir es  $2^n$ . La cuantificación es el efecto de convertir un cuanto de valores de excitación (infinito) en un número finito de valores de respuesta. Si el número de bits que se usa para representar la respuesta es suficientemente grande el ruido de cuantificación es a menudo despreciable en comparación con otras fuentes de ruido. Después de la cuantificación, el convertidor analógico digital codifica también la señal. La codificación es la conversión de un voltaje analógico en un patrón de bits binarios. De modo que la excitación de un CAD es un voltaje analógico (tiempo continuo), y la respuesta corresponde a una secuencia de números o códigos.

## 2.5 Sistema de muestreo de datos

Un sistema ideal de adquisición de datos usa solamente un convertidor AD por cada canal de medición. De esta forma, todos los datos pueden ser capturados en paralelo y los eventos en cada canal pueden ser comparados en tiempo real. En la Figura 2.11 se muestra como se puede conmutar entre todas las entradas de múltiples canales a una sola salida del multiplexor conduciendo la señal al PGA (Programable Gain Amplifier o Amplificador De Ganancia Programable) y después se conduce a un solo convertidor AD, consecuentemente reduce el costo de un sistema. La forma de seleccionar las entradas se realiza por medio de un multiplexor, este es un interruptor rápido que escanea secuencialmente los canales de la entrada y los dirige de una manera programada a un solo ADC para digitalizarlo. Cuanto mayor sea la frecuencia de muestreo, más se acerca el sistema de imitar la adquisición de datos ideal.

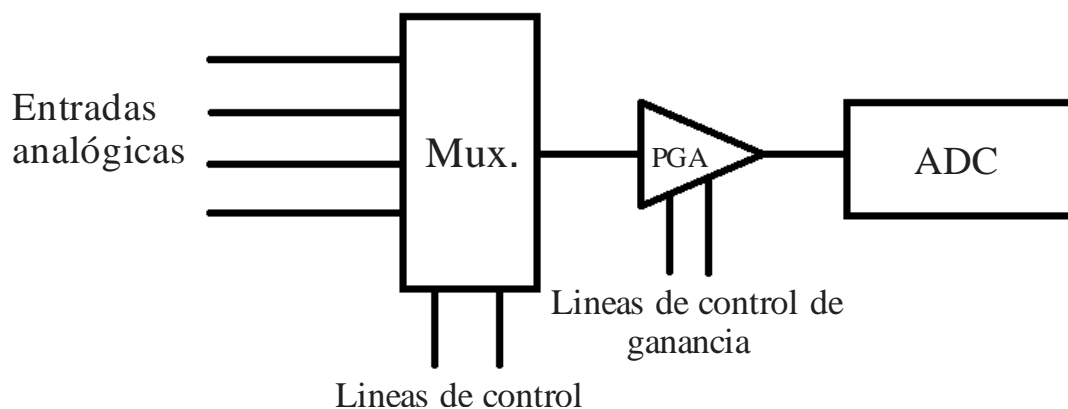


Figura 2.11 Sistema de muestreo de datos.

### **2.5.1 Multiplexores de estado sólido vs multiplexores con relevadores.**

Un multiplexor es un arreglo de interruptores de estado sólido o relevadores electromecánicos que se encuentran conectados a múltiples entradas de canal. Aunque ambos métodos se utilizan en una gran variedad de aplicaciones, ninguno de los dos es perfecto; cada uno tiene sus ventajas y desventajas. Los relevadores electromecánicos, por ejemplo, son relativamente lentos, alrededor de 1000 muestras por segundo o menos por los relevadores de lámina, pero pueden manejar tensiones de entrada muy alta y algunos pueden aislar las tensiones de varios kilovolts. El tamaño de un relevador y el tipo de contacto determina su corriente y capacidad que puede soportar. Por ejemplo los relevadores utilizados en instrumentos de laboratorio pueden conmutar hasta 3A, mientras que las aplicaciones industriales más grandes utilizan relevadores para cambiar corrientes mas altas, a menudo 5 a 10 A.

Por otra parte, los interruptores de estado sólido, son mucho más rápidos que los relevadores de estado sólido y pueden alcanzar frecuencias de muestreo de varios MHz. Sin embargo, estos dispositivos no pueden manejar en sus entradas voltajes mayores a 25V y estos no se encuentran bien adaptados para aplicaciones en las que se requiera aislamiento, Además, los dispositivos de estado sólido se encuentran típicamente limitados para manejar corrientes de unos cuantos miliamperes o menos.

Otra característica que varía entre los relevadores mecánicos y los interruptores de estado sólido es la llamada resistencia de encendido. Un conmutador mecánico o relevador ideal tiene una resistencia de encendido de cero. Pero muchos dispositivos como los relevadores mecánicos tienen entre sus contactos una resistencia de  $0.010 \Omega$  o menos, conmutadores analógicos de calidad pueden tener de  $10\Omega$  hasta  $100\Omega$  y otros conmutadores analógicos pueden tener de  $1000$  a  $2500\Omega$  por canal. La resistencia de encendido puede añadir directamente a la señal de la fuente impedancia que puede afectar al sistema de medición si no se encuentra compensado.

Los dispositivos con interruptores analógicos pueden tener otra característica no deseable llamada inyección de carga. Esto significa que una pequeña porción de los voltajes que manejan a las compuertas de entrada se acopla con la señal y esto se manifiesta como un pico en la señal de salida. Esta falla produce errores de medición y puede verse montado en la señal de entrada cuando la impedancia de la fuente es demasiado alta.

### **2.5.2 Velocidad**

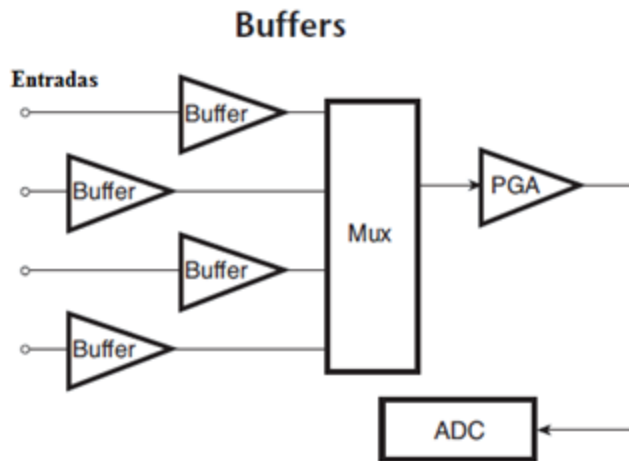
La multiplexación reduce la velocidad a la cual los datos pueden ser adquiridos a partir de un canal individual debido a la estrategia de tiempo compartido entre los canales. Por ejemplo, un convertidor AD que puede muestrear un solo canal a 100 kHz se encuentra limitado a 12.5kHz por canal cuando hay que medir los ocho canales.

Desafortunadamente, la multiplexación puede introducir aun otros problemas. Por ejemplo, la alta impedancia de la fuente del multiplexor se puede combinar con la capacitancia parasita para incrementar el tiempo de asentamiento y generar una diafonía entre los canales. La misma impedancia de los multiplexores puede degradar la señal. Un multiplexor de estado sólido puede tener una impedancia de unas decenas o centenas de Ohms y es peor que los relevadores que tienen una resistencia típica de  $0.010\Omega$  o menos.

A pesar de estos aspectos negativos las ventajas de la multiplexación son mayores que sus desventajas y se ha convertido en una técnica ampliamente utilizada para minimizar los costos sin comprometer el rendimiento. Debido a que los errores son de medición y específicos, estos pueden ser compensados en cada etapa del sistema de adquisición de datos para asegurar la precisión en la salida.

### **2.5.3 Impedancia de fuente.**

La mayoría de las fuentes de señales tienen impedancias menores a  $1.5k\Omega$ , la máxima impedancia de las fuentes no son usualmente un problema. Sin embargo, velocidades de multiplexación rápidas requiere una impedancia bajas en la fuente. Por ejemplo, un multiplexor de 1 MHz en un sistema de 12 bits requiere que la impedancia de fuente sea menor a  $1k\Omega$ . Cuando la impedancia de fuente excede este valor, el uso de un buffer es necesario para mejorar la precisión. Un buffer es un amplificador con una alta impedancia en la entrada y una extremadamente baja impedancia en la salida, en la Figura 2.12 se muestra un buffer en cada canal localizado entre el transductor y el multiplexor lo que asegura alta precisión mediante la prevención de la descarga de la capacitancia parásita a través del transductor.



**Figura 2.12** Añadir buffers a la señal antes del multiplexor incrementa la precisión, especialmente con las fuentes de alta impedancia o multiplexores rápidos.

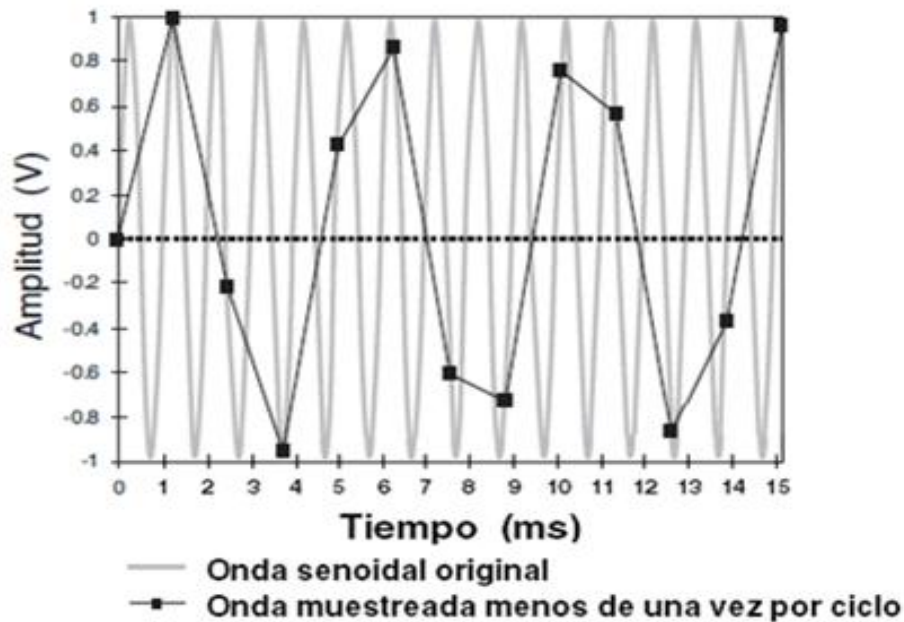
#### 2.5.4 Teorema de Nyquist

Transformar una señal del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia requiere de la aplicación del teorema de Nyquist. El teorema de muestreo de Nyquist establece que si una señal solo contiene frecuencias menores a las de la frecuencia de corte  $f_c$ , toda la información de la señal puede ser capturada muestreando a una mínima frecuencia de  $2f_c$ . Esto significa que capturar una señal con una componente de frecuencia máxima  $f_{max}$ , requiere que sea muestreada a  $2f_{max}$  o mayor. Sin embargo, la práctica común dicta que mientras se trabaje en el dominio de la frecuencia, el rango de muestreo debe de ser más del doble y preferentemente entre 5 o 10 veces la componente de la máxima frecuencia de la señal. Las formas de onda vistas en el dominio del tiempo son usualmente muestreadas 10 veces la frecuencia medida para reproducir fielmente la señal original y mantener la precisión de los componentes de la frecuencia máxima.

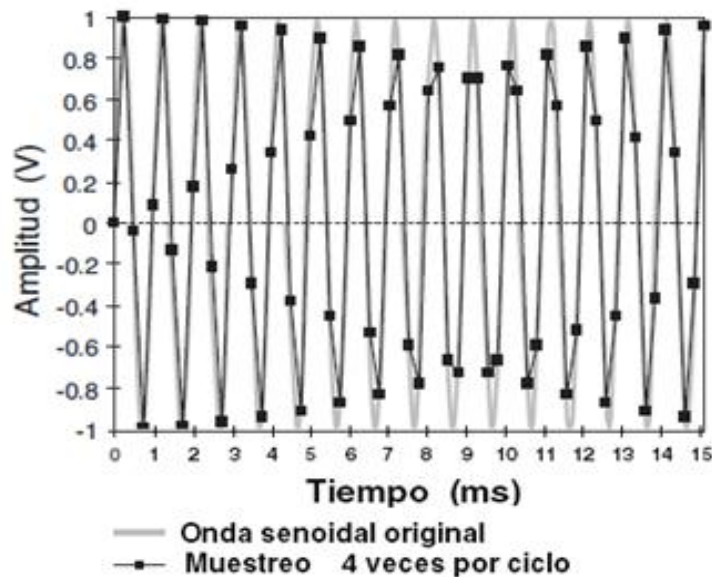
#### 2.5.5 Aliasing y la transformada de Fourier

Cuando las señales de entrada son muestreadas a menos que el rango de Nyquist, las señales ambiguas que son mucho mas bajas que la frecuencia de la señal que se muestran pueden aparecer en el dominio del tiempo. Este fenómeno se le conoce como Aliasing. Por ejemplo, la Figura 2.13 muestra una onda sinodal de 1Khz muestreada a 800 Hz. La frecuencia de reconstrucción o transformación de la onda de la muestreada es mucho menor a la representación de la original. Si la señal de 1kHz fuera muestreada a 1333 Hz una señal

de Aliasing puede aparecer. La Figura 2.14, por otra parte, muestra las señales cuando la señal de 1kHz es muestreada a más del doble de la frecuencia de entrada o 5kHz. La forma de onda muestreada ahora se parece más a la frecuencia correcta.



**Figura 2.13** Cuando se muestrea una señal AC con una frecuencia menor a la requerida por el teorema de Nyquist, la forma de onda original no puede ser recuperada fielmente.



**Figura 2.14** Cuando se muestrea una señal de CA con una frecuencia mayor al doble de la frecuencia requerida por el teorema de Nyquist, los contenidos de la frecuencia son preservados y todos los componentes de Fourier de la forma de onda son recuperados.



A la inversa, las frecuencias de entrada de la mitad o más de la frecuencia de muestreo también generan aliasing. Para evitar el aliasing, se utiliza un filtro pasa bajas o filtro antialiasing para eliminar los componentes de estas señales de entrada. Este filtro es usualmente un circuito analógico colocado entre los terminales de señales de entrada y el ADC. Cuando se seleccione un sistema de adquisición de datos, se tiene que asegurar que la frecuencia de muestreo por cada canal sea más del doble de la frecuencia más alta destinada a ser medida.

Cuando la frecuencia de muestreo se incrementa a cuatro veces más la frecuencia máxima requerida, la transformada de Fourier en los rangos de interés luce mucho mejor. Aunque aun existe un pequeño pico a 1kHz, es más probable el resultado de una onda cuadrada imperfecta en lugar de un efecto de aliasing.

### **2.5.6 Transformada discreta de Fourier**

Cuando las señales de CA pasan a través de un sistema lineal invariante en el tiempo, su amplitud y componentes de fase pueden cambiar pero sus frecuencias permanecen intactas. Este proceso que ocurre cuando la señal CA continua en el dominio del tiempo pasa a través del ADC al tiempo discreto. A veces, la información más útil puede obtenerse a partir de los datos muestreados mediante el análisis de ellos en el dominio del tiempo discreto con una serie de Fourier en lugar de la reconstrucción de la señal original en el dominio del tiempo.

Los datos muestreados pasan a través de una función de la transformada de Fourier que elimina la fundamental y sus armónicos. La amplitud de la señal se muestra en el eje vertical y la frecuencia se muestra en el eje horizontal.

### **2.5.7 Transformada rápida de Fourier**

La transformada rápida de Fourier (FTT) es tan común hoy en día que la FFT se han convertido en imprecisos sinónimos de la transformada de Fourier en general. La FFT es un algoritmo digital para computar la transformada de Fourier de datos muestreados con datos discretos con un intervalo constante. La implementación más simple de la FFT requiere  $2^n$  muestras. Otras implementaciones aceptan otro número especial de muestras. Si los datos a ser transformados tiene un número diferente de muestras que los requeridos por el algoritmo FFT, a menudo se rellenan con ceros para poder cumplir con el número requerido. A veces los resultados no son exactos, pero más a menudo son tolerables.

## 2.6 Microcontrolador

Un microcontrolador es un dispositivo electrónico capaz de llevar a cabo procesos lógicos. Estos procesos o acciones son programadas en distintos lenguajes de programación por el usuario y son introducidos a éste a través de un programador. El funcionamiento de los microcontroladores está determinado por el programa almacenado en su memoria. Además, la mayor parte de los microcontroladores pueden programarse repetidas veces.

Un microcontrolador es un solo circuito integrado que contiene todos los elementos electrónicos que se utilizaban para hacer funcionar un sistema basado en un microprocesador, es decir contiene en un solo integrado una Unidad de Proceso, la memoria RAM, memoria ROM, puertos de entrada-salida y otros periféricos con la consiguiente reducción de espacio.

El microcontrolador es en definitiva un circuito integrado que incluye todos los componentes de una computadora. Debido a su tamaño reducido es posible montar el controlador en el propio dispositivo al que gobierna. En este caso el controlador recibe el nombre de controlador empotrado o embebido.

Por las características mencionadas y su alta flexibilidad, los microcontroladores son ampliamente utilizados como el cerebro de una gran variedad de sistemas embebidos que controlan máquinas, componentes de sistemas complejos, como aplicaciones industriales de automatización y robótica, domótica, equipos médicos, sistemas aeroespaciales, e incluso dispositivos de la vida diaria como automóviles, hornos de microondas, teléfonos y televisores.

Frecuentemente se emplea la notación  $\mu C$  o las siglas MCU (Microcontroller Unit).

### 2.6.1 Características de los microcontroladores

Las principales características de los microcontroladores ( $\mu C$ ) son:

**Unidad de procesamiento central (CPU):** típicamente de 8 bits, pero también hay de 4, 32 y hasta 64 bits con arquitectura Harvard, con memoria/bus de datos separada de la memoria/bus de instrucciones de programa, con memoria/ bus de instrucciones de programa, o arquitectura von Neumann, también llamada arquitectura Princeton, con memoria/bus de datos y memoria/ bus de programa compartidas.

**Memoria de Programa:** es una memoria ROM (Read-Only Memory), EPROM (Electrically Programable ROM) EEPROM (Electrically Erasable/Programable ROM) o

Flash que almacena el código del programa que típicamente puede ser de 1 kilobyte a varios megabytes.

**Memoria de datos:** Es una memoria RAM (Random Access Memory) que típicamente puede ser de 1, 2, 4, 8, 16, 32 Kilobytes.

**Generador de Reloj:** usualmente un cristal de cuarzo de frecuencias que genera una señal oscilatoria de entre 1 a 40 MHz, o también resonadores o circuitos RC.

**Interfaz de Entrada/Salida:** Puertos paralelos, seriales (UART's Universal Asynchronous Receiver/Transmitter), I2C (Inter-Integrated Circuit), Interfaces de periféricos Seriales (SPI's, Serial Peripheral Interfaces), Red de Área de Controladores (CAN, Controller Area Network), USB (Universal Serial Bus)

### **Otras opciones:**

Convertidores Analógico/Digital (A/D Analog to Digital) para convertir un nivel de voltaje en cierto pin a un valor digitalmente manipulable por el programa del microcontrolador.

Moduladores de ancho de pulso (PWM, Pulse Width Modulation) para generar las ondas cuadradas de frecuencia fija pero con un ancho de pulso modificable.

La integración de subsistemas que componen un  $\mu C$  reduce el número de chips, la cantidad de pistas y el espacio que se requiere en un circuito impreso si se implementase un sistema equivalente usando chips por separado.

Un aspecto de especial interés para desarrollar circuitos basados en microcontroladores son las interfaces de entrada/salida. A través de los pines del chip asociados a las interfaces de entrada/salida del  $\mu C$  puede interactuar con otros circuitos externos enviándoles señales o comandos o recibiendo estímulos correspondientes a las variables externas. Por lo general son pines de datos bidireccionales es decir pueden configurarse como entradas o salidas. Cuando son entradas, pueden adquirir datos interpretando el valor de voltaje como un valor lógico de 0 o 1, mientras que cuando son salidas pueden entregar una señal binaria de voltaje cuya magnitud dependerá del valor lógico 1 o 0.

Monitoreando el valor de las entradas, el microcontrolador puede responder a eventos externos y realizar una cierta acción, como variar las señales de salida de acuerdo al valor de las entradas. Para responder a eventos externos, los  $\mu C$  cuentan con un recurso conocido como interrupciones. Las interrupciones son señales que se generan internamente en el microcontrolador que detienen la ejecución normal del programa para ejecutar alguna subrutina de respuesta al evento. Una vez ejecutada la subrutina de interrupción, la

ejecución del programa continúa en el punto en que se encontraba antes de generarse la interrupción.

No todas las interrupciones necesariamente están asociadas al cambio del estado de los pines de entrada. También hay interrupciones que pueden estar asociados al valor de una entrada AD, o al cumplimiento de un periodo de tiempo fijado por un timer o temporizador. Estas características dependerán del modelo del  $\mu C$  empleado.

## **Capítulo 3**

### **Diseño y construcción de un medidor de Resistencia, Inductancia y Capacitancia.**

En este capítulo se definirán las condiciones generales de diseño a partir de éstas se definirán los bloques que conformarán el medidor de impedancias. Posteriormente, se diseñarán cada uno de estos bloques y se integrarán para finalmente llegar a la configuración completa del prototipo.

#### **3.1 Condiciones generales de diseño**

Como se mostró en el capítulo anterior existen distintos tipos de medición para poder adquirir el valor de la reactancia de un elemento. La mayoría de los instrumentos comerciales actuales usan una medición tipo “puente de autobalance” o el “método de corriente y voltaje” puesto que el rango en el cual funciona es más amplio y no es específico con ciertos valores de reactancia. Este se basa en la medición de voltaje y corriente del elemento a medir y de una resistencia detectora. Se utiliza la ley de Ohm en su forma compleja para obtener el resultado.

Como se mencionó anteriormente un elemento capacitivo o inductivo requieren una señal cambiante en el tiempo, la frecuencia de esta señal depende de la que el usuario desee utilizar. La mayoría de los instrumentos de medición tienen por lo menos 2 frecuencias en las cuales se pueden realizar mediciones. Las frecuencias más comunes de prueba son de 100Hz y 1kHz, otros instrumentos pueden llegar a frecuencias mayores pero son aquellos con un propósito específico.

En cualquiera de los métodos de medición anteriormente mencionados se requiere de una resistencia de prueba. Dicha resistencia es utilizada para poder medir la corriente que circula por el circuito base y también otorga el rango de la impedancia a medir.

Para poder aumentar precisión es necesario aislar la señal del oscilador, la resistencia de prueba y el DUT. Para lograr esto se utilizan buffers los cuales tienen una alta impedancia en su entrada, de esta forma no se añade una carga al circuito base.

Para poder realizar la obtención de datos primero es necesario realizar mediciones diferenciales entre el DUT y la resistencia detectora, el modo diferencial se logrará con un multiplexor que evitará componentes extras como amplificadores y canales del ADC.

Dado que algunas de las señales que se manejan son voltajes muy pequeños, algunos en los órdenes de unos cuantos milivolts, es necesario utilizar múltiples amplificadores con ganancias programables. Dependiendo de la señal a medir estos amplificadores deben ser capaces de auto ajustarse para que se obtenga el rango de medición más adecuado.

Para que estas señales puedan ser adquiridas por el ADC es necesario que se encuentren dentro del rango de funcionamiento del mismo. Para esto es necesario adecuar la señal que se tiene y ajustarla de tal forma que pueda ser digitalizada sin que sea modificada.

Toda la información que se adquiere tiene que ser digitalizada para que pueda ser procesada para que de esta forma se logre obtener un resultado del DUT que se está midiendo. Se tiene que realizar un control de los elementos utilizados para que se puedan automatizar algunas de las etapas del medidor. El dispositivo que realiza esta función también debe de ser capaz de recibir instrucciones por parte del usuario y también tiene que ser capaz de mostrar los resultados de la medición, así como también mostrar los parámetros con los cuales se está llevando a cabo la medición.

Los parámetros de la medición y la información del elemento a medir deberán de ser desplegados en una pantalla para que pueda proporcionar al usuario los datos que requiera. También debe de tener un interfaz de entrada con la cual el usuario tenga la facilidad de cambiar parámetros de medición cuando lo requiera.

Los bloques que realizan cada una de las funciones antes mencionados se integran en el diagrama a bloques que se muestra en la Figura 3.1

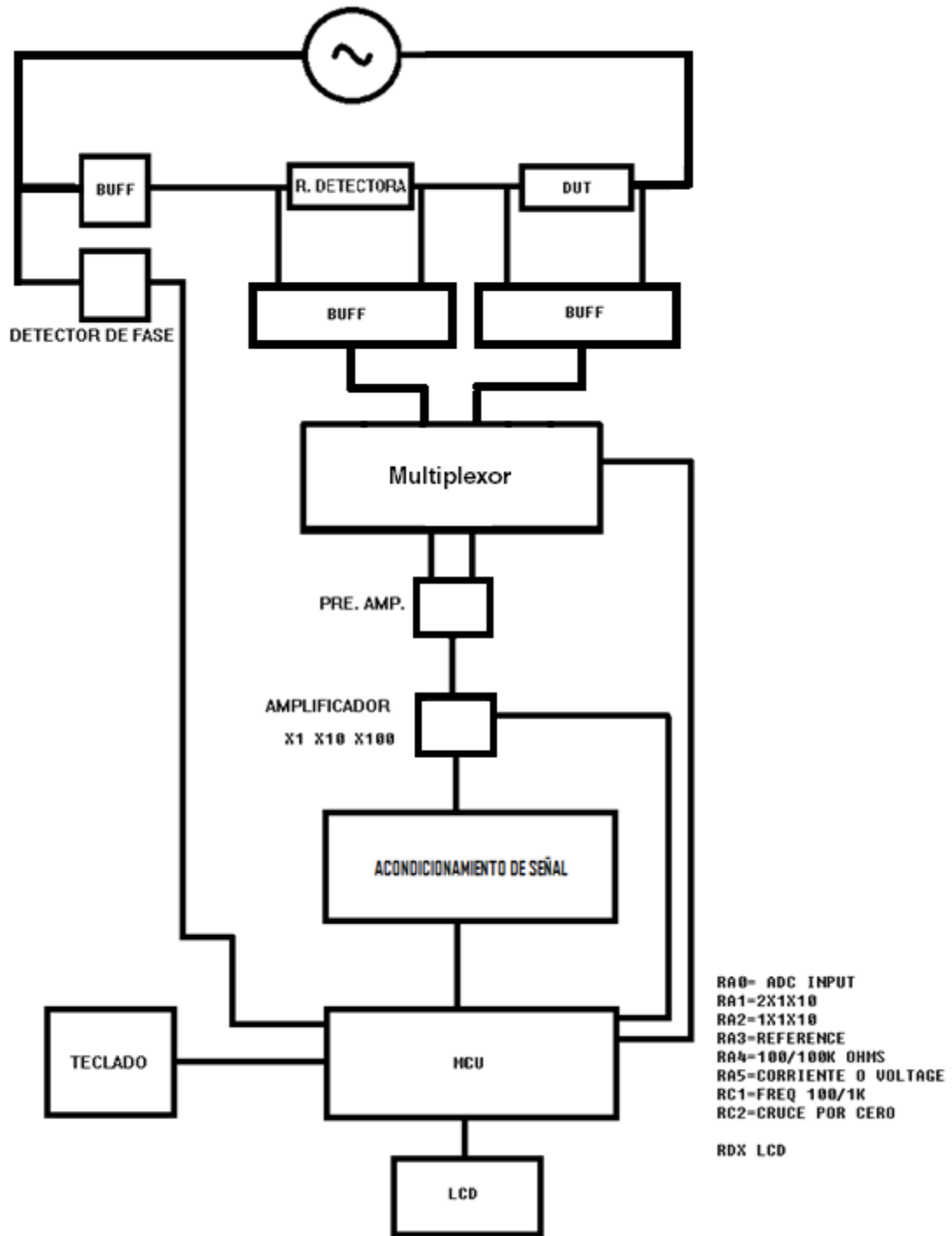


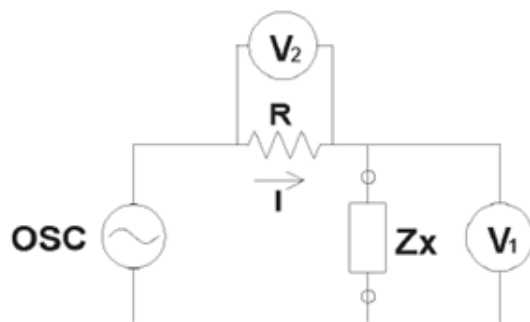
Figura 3.1 Diagrama a bloques del sistema.

## 3.2 Diseño del medidor de impedancias

A continuación se diseñará cada uno de los bloques que constituyen el medidor de impedancias según las condiciones generales de diseño y el diagrama a bloques antes mencionados.

### 3.2.1 Método a utilizar

Como se mencionó en el capítulo anterior existen diversos métodos con los cuales se puede realizar la medición de la impedancia, el método a utilizar será el de “voltaje y corriente” debido a su amplio rango de valores de medición así como también la obtención de señales es más directa. La idea básica para realizar la medición de una impedancia se muestra en la Figura 3.2.



**Figura 3.2 Circuito que muestra el principio básico de operación del medidor de impedancia.**

Como se muestra en la figura 3.1, se tienen que diseñar un bloque el cual genere una onda senoidal, un bloque que mida el voltaje de la resistencia con el cual se calculará la corriente que fluye por el circuito y también un bloque que mida el voltaje en los extremos de la impedancia.

### 3.2.2 Oscilador

La señal senoidal será generada por el circuito integrado XR2206 el cual tiene una baja distorsión del 0.5%, una estabilidad a la temperatura y un ajuste de amplitud y frecuencia con pocos componentes. Otros métodos de generación de ondas sinodales con elementos

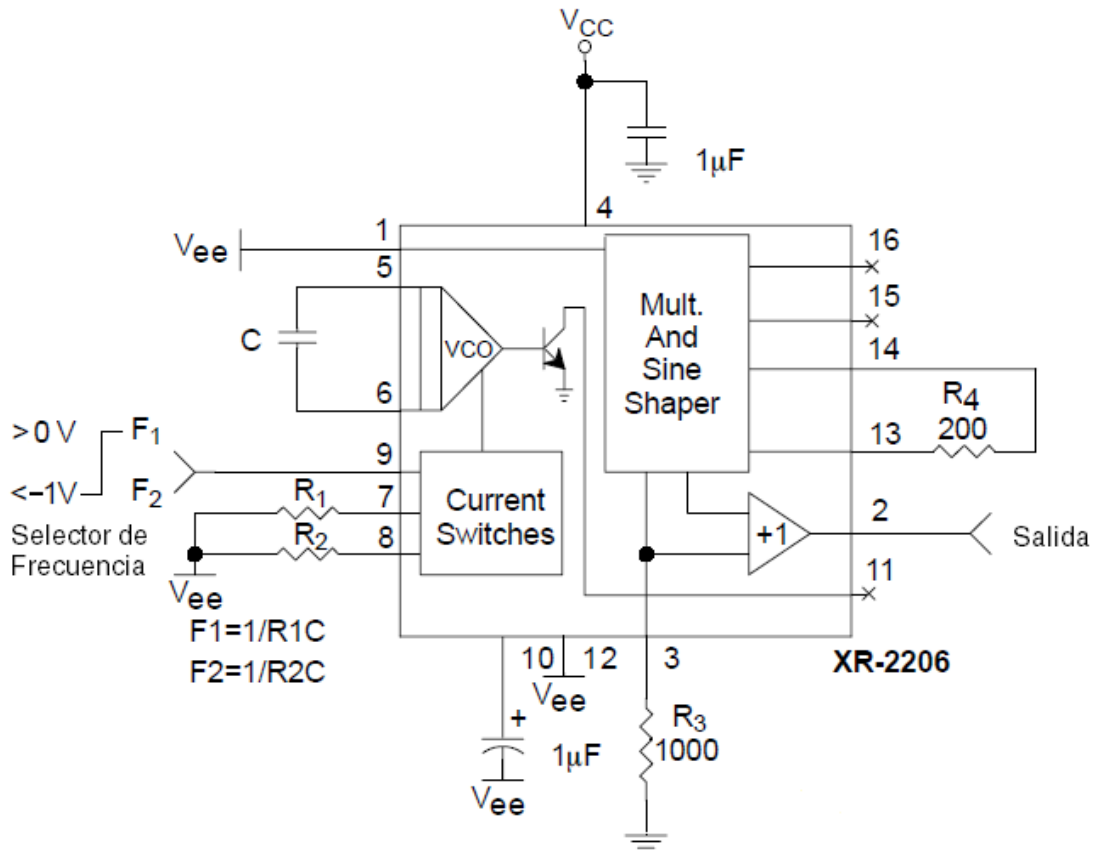


pasivos tienen una gran distorsión armónica, dicha distorsión es notoria a simple vista en un osciloscopio.

La frecuencia de este elemento depende de un arreglo  $RC$ , la frecuencia de oscilación está determinada por una simple ecuación:

$$f = \frac{1}{RC}$$

Las frecuencias pueden ser ajustadas independientemente seleccionando dos resistencias y solamente seleccionar un solo capacitor. Para realizar la selección de frecuencia se realiza un cambio de un voltaje en el pin 9 del integrado. Dado que para realizar el cambio de frecuencia se necesita una estimulación con voltaje negativo, se utilizará un multiplexor con el cual realizará un cambio entre el voltaje negativo y tierra. Un diagrama general de los componentes así como también sus conexiones al circuito integrado pueden ser observados en la Figura 3.3.



**Figura 3.3** Circuito XR2206 generador de funciones utilizado para generar ondas senoidales.

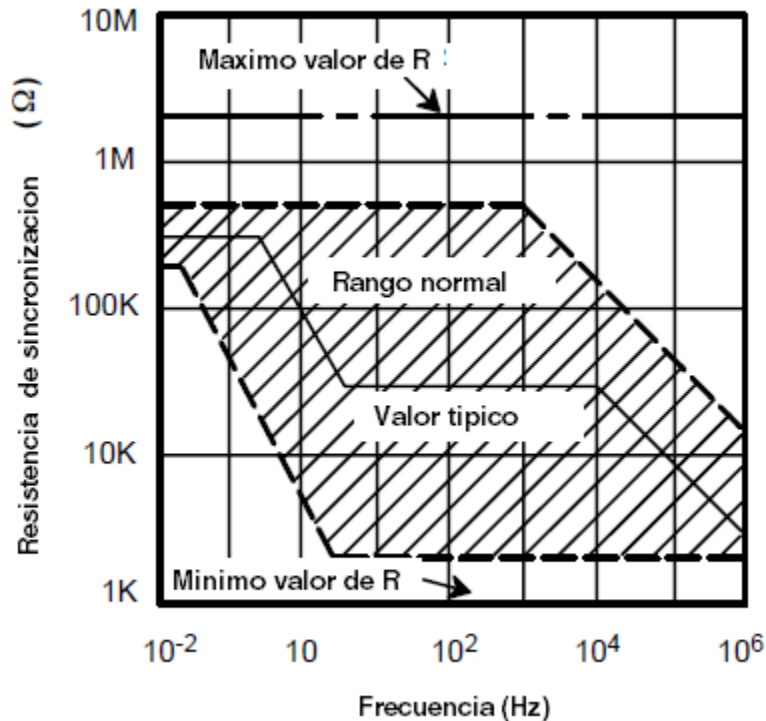
Para la selección de frecuencia se debe establecer primero el valor de un capacitor, los rangos aceptables para el capacitor varían de 100pF hasta 100μF. Se seleccionará un capacitor de 100nF.

Utilizando la formula anterior se necesita calcular las 2 frecuencias:

$$R_1 = \frac{1}{100nF * 100Hz} = 100k\Omega$$

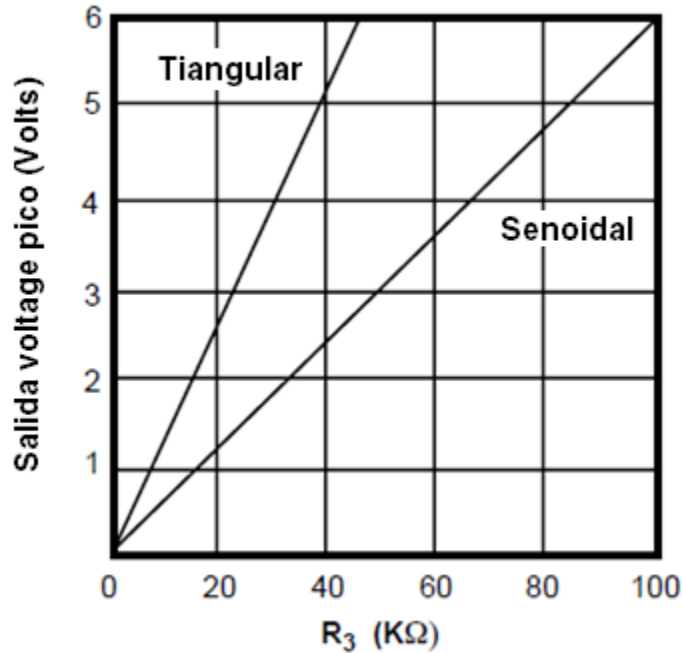
$$R_2 = \frac{1}{100nF * 1kHz} = 10k\Omega$$

Para verificar si las resistencias que se seleccionaron pueden ser utilizadas, se recurre a la Figura 3.4 que muestra el rango de resistencias posibles a utilizar para realizar los cálculos de frecuencia sin que se tenga algún problema.



**Figura 3.4 Rango de resistencias para el ajuste de frecuencia.**

La amplitud de las señales de prueba que utilizan la mayoría de los instrumentos comerciales son menores a 300mV pico a pico, esto se debe a que al pasar por los amplificadores puede llegar a saturarlo. La amplitud depende de una sola resistencia conectada entre el pin 3 y tierra, la Figura 3.5 muestra los valores de las resistencias para obtener la amplitud deseada.

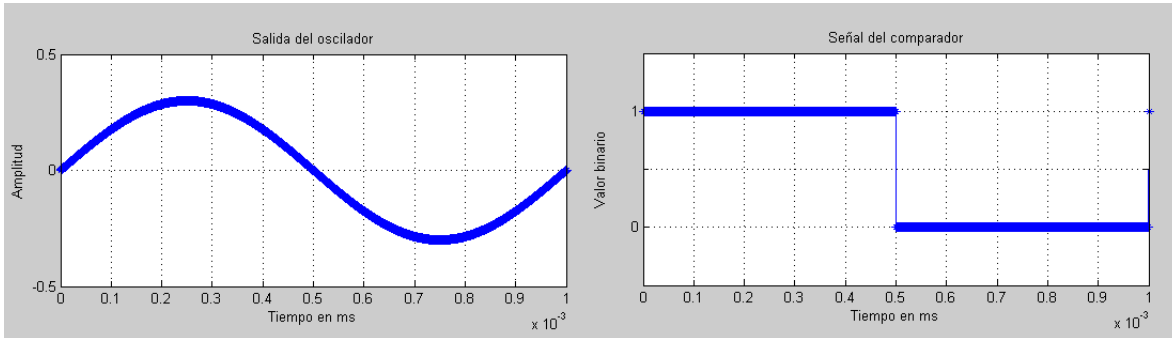


**Figura 3.5 Amplitud de salida en función de la resistencia  $R_3$ .**

En la Figura 3.5 se puede observar que se requiere una resistencia menor a  $1k\Omega$  para poder obtener una amplitud aproximada de  $300mV$  en la forma de onda senoidal.

### **3.2.3Detector de fase**

Este bloque se utiliza para sincronizar el momento en que el oscilador empieza a generar la onda senoidal (o su cruce por 0 volts) y el inicio del muestreo de la señal con el ADC del microcontrolador. Para que se obtenga la medición ideal se tiene que sincronizar un momento específico por el cual se inicie siempre la medición y también hasta donde se termine la medición. El detector de cruce por cero es un comparador que se envía un uno lógico al microcontrolador en el momento que la señal supera los 0 volts. A la salida del comparador se tendrá una onda cuadrada con la misma frecuencia a la cual se encuentra el oscilador de onda como se muestra en la Figura 3.6.



**Figura 3.6 Se observa la salida del comparador (grafica izquierda) y la señal del comparador (grafica derecha), estos presentan una misma frecuencia**

### 3.2.4 Rango de medición

El rango de medición está controlado por la resistencia de prueba. Cuando fluye una corriente muy pequeña a través de esta resistencia, se dificulta poder realizar la medición aun utilizando amplificadores. Cuando fluye una corriente muy grande también se tienen problemas, dado que supera los límites aceptados por el ADC.

Por lo anterior es necesario una etapa con la cual se ajusten los rangos, esto se logra utilizando múltiples resistencias que se adecuan a las corrientes que fluyen.

Para un cambio de resistencias se tiene planeado el uso de relevadores mecánicos, puesto que estos no añaden resistencia u algún tipo de interferencia como los multiplexores. Dado que el cambio de resistencia no es realizado a alta frecuencia de conmutación no existirá algún problema al utilizar éstos.

Dado que se va a utilizar un relevador es necesario el uso de un transistor para su operación, teniendo en cuenta que el relevador a utilizar es el R70-5D1-5 de NTE el cual tiene indicado que consume 150mW que equivale a 30mA aplicándole un voltaje de 5 volts de CD. Puesto que el consumo de corriente es muy poco se puede utilizar un transistor de propósito general 2N3904, el cual tiene una capacidad máxima de 200mA.

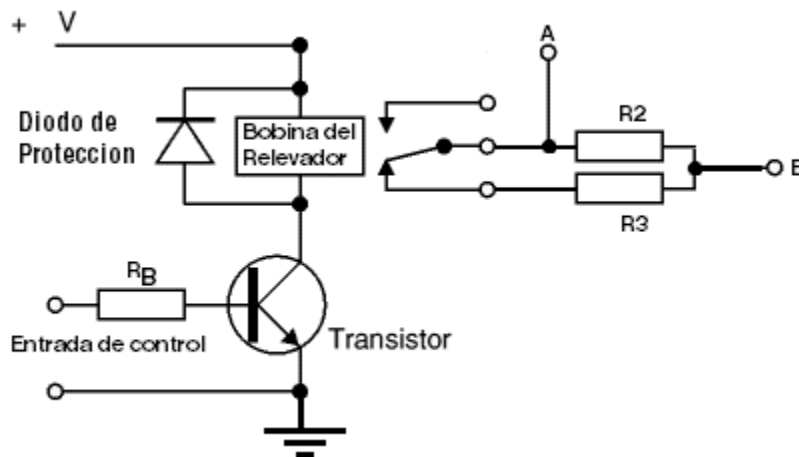
Los cálculos para la activación del transistor serán descritos a continuación:

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} = \frac{30mA}{30} = 1mA$$

$$R_B = \frac{V_{in} - V_{BE}}{I_B} = \frac{5v - 0.7v}{1mA} = 4.3k\Omega$$

Para  $R_B$  la resistencia máxima a utilizar es  $4.3k\Omega$  y para asegurar la conmutación se puede utilizar cualquier resistencia de valor menor.

La conexión se encuentra descrita en la Figura 3.7 en la que también se añade el diodo de protección, el cual se encarga de evitar un retorno de corriente hacia la fuente.



**Figura 3.7 Circuito encargado de definir el rango de medición.**

En la Figura 3.7 también se observa la conexión de las resistencias de prueba encargada de dar un valor de corriente. Las resistencias se encuentran en una conexión paralela por lo cual el valor de resistencia será el de la menor cantidad de Ohms. Al enviar un pulso a la entrada de control una de las resistencias se desconecta y proporciona otro valor al arreglo.

El punto de conexión A es por donde se aplica la señal senoidal que previamente había pasado por un buffer, por un detector de cruce por cero y también hacia uno de los buffers de la siguiente etapa. El punto B se conectará al Dispositivo Bajo Prueba, DUT (por sus siglas en inglés, Device Under Test) y a los buffers que se encargan de entregar la señal al amplificador de instrumentación.

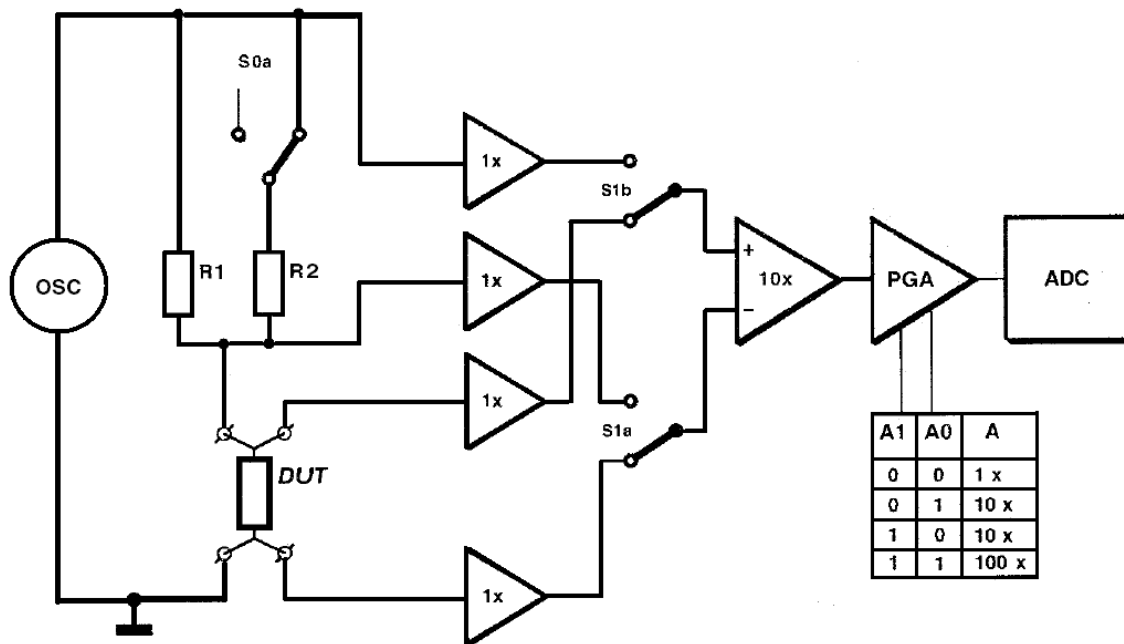
### **3.2.5 Etapas de pre amplificación y amplificación programable.**

Dado que ciertos valores de voltaje que se van a medir de unos cientos de microvolts, es necesario adecuar la señal a los valores mínimos del ADC para poder realizar mediciones. Esto se logra utilizando un preamplificador, este nos permitirá ajustar la señal original al valor adecuado, permitirá ajustarla en caso de que la señal supere los rangos máximos o no logre alcanzar los valores mínimos. Para un mejor ajuste la ganancia puede ser variable. Cabe destacar que al aumentar la ganancia en esta etapa no se tiene ningún efecto

secundario al realizar los cálculos correspondientes del valor de impedancia puesto que aumentarán de manera proporcional los valores de corriente y voltaje.

Las siguientes etapas de amplificación están compuestas por un par de amplificadores no inversores con ganancia de 10 cada uno y con un total de 100. Estos amplificadores son independientes y son controlados por un multiplexor, el cual añade una resistencia en serie para poder ajustar los valores de ganancia a los antes dichos. Estos se controlan por un algoritmo dentro del PIC el cual ajusta la ganancia ideal para poder realizar una medición más exacta.

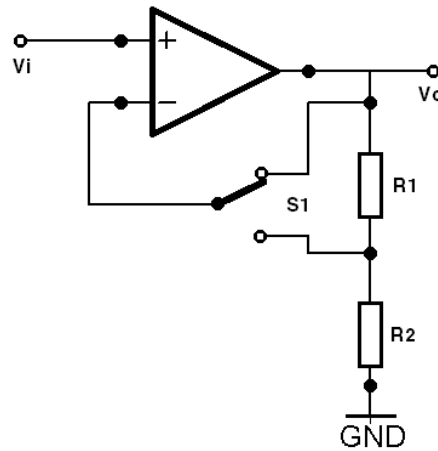
En la Figura 3.8 se puede observar un diagrama general de como se encuentra compuesto todo el sistema de pre amplificación y amplificación. Se puede observar la localización del selector de rango que es el que esta indicado como el switch S0a y las resistencias R1 y R2 las cuales se encargan de medir la corriente que fluye por el circuito. El dispositivo bajo prueba o DUT, es otro de los elementos importantes que se muestra, se puede observar el tipo de conexión que se tiene el cual se denomina de cuatro puntas de prueba de las cuales dos puntas son las que dirigen la señal de prueba y las otras dos son las que se dirigen al a la parte mas negativa del DUT.



**Figura 3.8 Diagrama general del circuito con sus amplificadores.**

También se puede observar que se integra al circuito un grupo de buffers antes de los multiplexores que se encargan de hacer una conexión diferencial al preamplificador. Los multiplexores son aquellos que vienen marcados como S1a y S1b, en éste utilizarán multiplexores de estado sólido, los cuales no afectan a la señal puesto que las entradas del

preamplificador tienen una muy alta impedancia. El multiplexor antes mencionado tendrá la función de seleccionar los modos diferenciales de medición entre el DUT y la resistencia de prueba. Dado que las señales a manejar son del orden de microvolts, el preamplificador tiene que ser capaz de poder detectar estos voltajes sin ningún problema, es por esto que se plantea el uso de un amplificador de instrumentación como el AD620. El diagrama de un amplificador programable puede ser descrito en la Figura 3.9



**Figura 3.9 Diagrama de un amplificador no inversor**

En la Figura 3.9 se puede observar uno de los dos amplificadores con ganancia programable. La ganancia programable se puede controlar por medio un algoritmo dentro del microcontrolador, el cual al enviar un pulso al switch (mostrado en la figura como S1) cambia la ganancia del amplificador de un valor unitario a un valor de ganancia previamente calculada. La ganancia del amplificador se calcula con la formula siguiente.

$$G = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

Puesto que se desea una ganancia de 10 por cada amplificador se tiene que:

$$R_1 = (G - 1)R_2$$

Proponiendo  $R_2 = 2k\Omega$  se tiene que :

$$R_1 = (10 - 1)2k\Omega = 18k\Omega$$

### **3.2.6 Acondicionamiento de la señal**

Para que la señal adquirida pueda ser procesada por el microcontrolador necesita ser ajustada a los rangos de voltaje que acepta el mismo. Para lograr esto se tiene que tomar en cuenta que el voltaje máximo que puede tolerar el PIC en los pines de entrada esta comprendido de -0.3v a 5.3v. Se tiene que tener en cuenta que cada entrada del ADC del microcontrolador tiene diodos de anclaje que aseguran que cualquier voltaje superior a los voltajes antes mencionados no cause un daño físico a la entrada del microcontrolador.

Dado que se utilizará un voltaje de referencia de 2.5v, se tendrá que montar la señal sobre un voltaje que se encuentre entre el voltaje mínimo y el voltaje máximo de referencia el cual seria 1.25 V.

Para lograr un voltaje estable se utiliza el TL431 que es un componente de referencia de voltaje de precisión. Sirve como una referencia de tensión en los circuitos donde se necesita un voltaje de referencia no estándar. Este se encuentra simbolizado como un diodo zener, algunos lo llaman zener programable. Tiene una configuración muy básica en donde para regular a 2.5 volts se tiene que seleccionar una resistencia para su uso.

### **3.2.7 Microcontrolador**

Para poder realizar el control y procesamiento de la información que se maneja es necesario utilizar un microcontrolador. Este dispositivo tiene que cumplir con ciertas características para poder controlar todo el sistema. El dispositivo a utilizar tiene que tener por lo menos 19 pines digitales que puedan ser manejados como de entrada o salida. También debe contar con un convertidor analógico con una resolución mayor a 8 bits. Tiene que soportar protocolos de comunicación para poder realizar pruebas con la computadora.

El microcontrolador que se ajusta con las características antes mencionadas es el PIC18F4550, este microcontrolador cuenta con 40 pines de los cuales 32 son puertos digitales bidireccionales y 13 de esos canales pueden ser utilizados como puertos ADC con una resolución de 10 bits. Cuenta con varios protocolos de comunicación como USART, MSSP, SPI, I2C y USB.

El microcontrolador cuenta con un convertidor ADC de 10 bits con el cual se llevará a cabo el proceso de muestreo de la señal que se recibe por el puerto RA0 del mismo. Esta señal como se mencionó anteriormente fue ajustada de tal forma que se encuentre sobre un nivel de DC de 1.25 V puesto que el voltaje de referencia es de 2.5 V. Usando esta voltaje de referencia se logra obtener la resolución de 2.44 mV/bit; si se tuviera un voltaje de 5 volts se tendría 4.88mV/bit.



### 3.2.8 Control de las señales del multiplexor

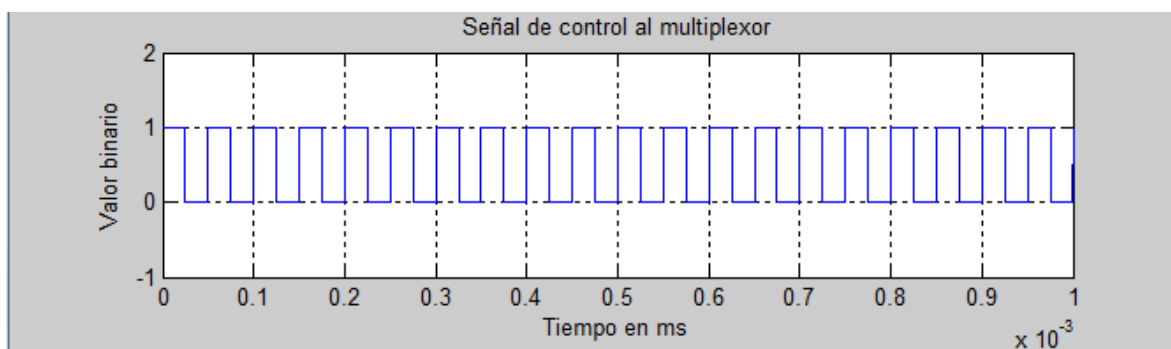
Los multiplexores como se mencionó anteriormente tienen tres propósitos (control de frecuencia, medición diferencial y amplificación), cada uno tiene una forma específica de como controlarse así como también dos de ellos se manejan de forma automática y uno de forma manual operada por el usuario.

Para realizar el cambio de las dos frecuencias disponibles se utiliza un multiplexor que intercambia los valores de  $-VCC$  y GND en sus entradas para ser conectado a un pin del integrado XR2206. En este caso el cambio de frecuencia lo realiza el usuario a su gusto y es controlado por un botón. Este no tiene una secuencia y solamente se envía un valor fijo hacia el multiplexor ya sea uno o cero lógico que representa una frecuencia u otra. La señal es enviada por el pin RC1 hacia el selector del multiplexor correspondiente.

En el caso del multiplexor para la medición diferencial se requiere saber la frecuencia en la cual el medidor de impedancia está operando, con la cual se realizará el efecto de muestreo de 2 señales en modo diferencial debido a su conexión. Este multiplexor tiene la función de seleccionar la señal de voltaje que cruza por el DUT y el voltaje que representa la corriente que cruza por la resistencia de prueba.

Para realizar el muestreo el microcontrolador primero tiene que conocer en qué frecuencia se está operando consultando el estado de la variable que maneja el botón de frecuencia. Conociendo la frecuencia ya se puede saber a que tiempos se llevan a cabo las muestras. Se sabe que las frecuencias en las que se va a operar son 100Hz y 1kHz y también, como se mencionó en el marco teórico, es necesario realizar un muestreo mayor a 2 veces de la frecuencia máxima a medir. Para obtener una buena medición se realizará el muestreo de 10 veces la frecuencia de la señal original, es decir, para 100Hz serán 1kHz y para 1kHz será 10 kHz, se lograrán 20 muestras por cada señal.

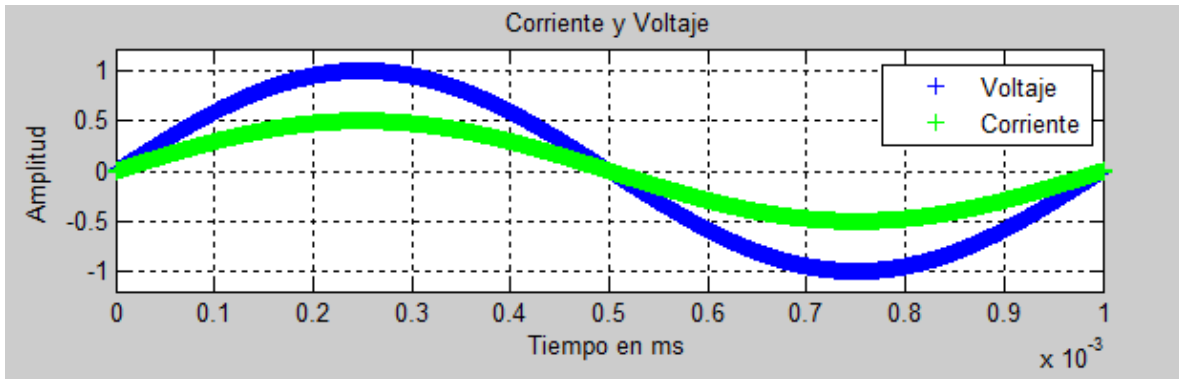
La figura 3.10 muestra la señal que se envía al multiplexor para la medición diferencial. Esta es la señal de 10kHz que se utiliza para realizar la muestra de señales de 1kHz.



**Figura 3.10 Señal de control del multiplexor de medición diferencial.**

Para cambiar la señal entre el voltaje del DUT y el voltaje que cruza la resistencia de prueba, solamente se necesita alternar entre un pulso alto y bajo por el pin RA5 hacia el multiplexor el cual intercambia la selección de la señal.

En la Figura 3.11 se muestran las señales de voltaje que cruzan por el DUT y la resistencia de prueba, estas son señales de 1kHz que no representan a un valor de impedancia en específico y son solamente para ilustrar las señales de corriente (resistencia de prueba) y voltaje (DUT).



**Figura 3.11 Señales a medir en el circuito.**

Para controlar el multiplexor de ganancia solamente se necesita un pulso positivo al selector de cada multiplexor, cuando el pulso es bajo se encuentra un arreglo de resistencias que da una ganancia unitaria y cuando se manda un pulso positivo, éste proporciona una ganancia de 10, este proceso se hace de forma automática por parte del programa cargado en el microcontrolador. La señal del pulso es enviado a través de los pines RA1 y RA2.

### 3.2.9 Procesamiento digital de la señal

Hay que tener en cuenta que en realidad se están tomando 2 señales al mismo tiempo, de las cuales una representa el voltaje que cruza por el DUT y la otra es el voltaje que cruza una resistencia la cual representa la corriente que circula por el circuito. A la entrada del convertidor llegará solamente una señal y será dividida en 2 para poder procesarla, esto se logra por medio de la multiplexación de la señal.

Para poder obtener las 2 señales dichas se requiere seguir una serie de pasos para que se lleve a cabo el muestreo adecuado de la señal.

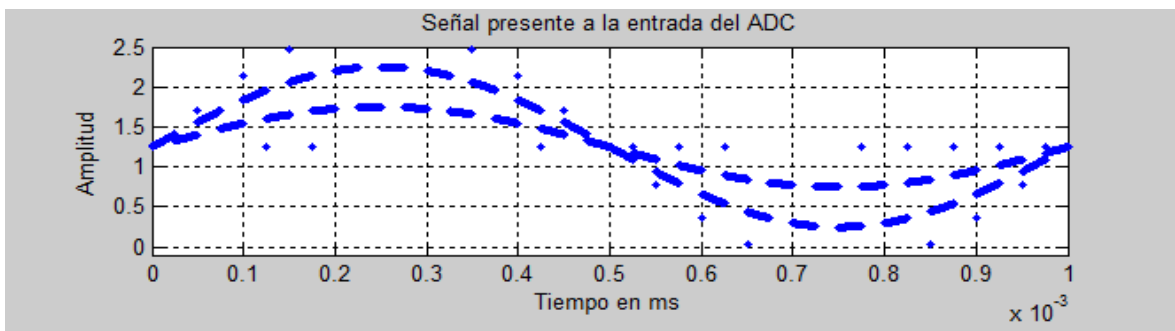
Estos son los pasos que se realizan para obtener solamente una muestra de una sola señal

1. Enviar una señal al multiplexor para seleccionar la señal que se va a adquirir.

2. Checar los estados de los amplificadores y aplicar un factor de ganancia según lo requiera.
3. Esperar un tiempo a que la onda se estabilice por el efecto de conmutación al multiplexor.
4. Empezar la conversión del convertidor analógico digital y esperar a que se termine la conversión.
5. Guardar el valor adquirido por el convertidor en un arreglo de variables que representa cada una de las muestras tomadas de la señal.

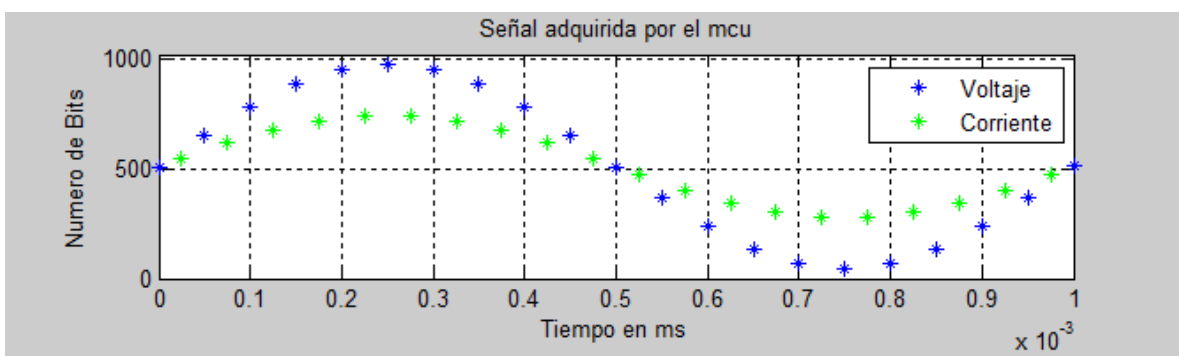
Esta acción se efectúa para cada una de las señales, solamente cambiará la variable en la que se almacenará cada una de las muestras. En total serán 20 muestras por cada señal y el tiempo en el cual se toman las muestras dependerá de la frecuencia de la señal.

La Figura 3.12 muestra la señal que se obtiene al realizar el muestreo de la señal. En esta figura se muestra como se encuentran las dos señales de la Figura 3.11 en una sola.



**Figura 3.12 Señal presente en la entrada del ADC.**

En la Figura 3.13 se pueden observar los puntos capturados y convertidos en bits por el microcontrolador, también puede observarse como se separaron las 2 señales.



**Figura 3.13 Puntos en bits de la muestra de la señal.**

Para poder realizar el procesamiento de la señal es necesario realizar una Transformada Discreta de Fourier, la TDF convierte los datos discretos de una onda en el tiempo en un espectro de frecuencia. Esto implica que el segmento finito que es analizado es un periodo de una señal extendida.

La ecuación de la TDF es:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \quad k = 0 \rightarrow k = N - 1$$

Donde:

N = Número de muestras totales.

n = Número de muestra actual

k = Número de frecuencia a analizar.

Recordando la fórmula de Euler que establece:

$$e^{-ix} = \cos x - i \operatorname{sen} x$$

Sustituyendo quedaría lo siguiente:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) * \left( \cos \frac{2\pi nk}{N} - i \operatorname{sen} \frac{2\pi nk}{N} \right)$$

Para este caso x(n) será el valor obtenido por el ADC y se convertirá el valor binario a un valor en volts y en amperes para cada una de las señales adquiridas.

El valor de “k” corresponde al valor representativo de cada una de las frecuencias armónicas. Para poder graficar cada uno de estos componentes armónicos se obtiene la magnitud de la suma de la ecuación anterior. Para determinar la frecuencia del armónico se divide la frecuencia de muestreo entre el número de muestras, el valor resultante será el primer armónico con k=1, los demás armónicos son múltiplos del resultado anterior.

Para este caso las frecuencias de muestreo serán 2 000 Hz y 20 000Hz y cada uno tendrá 20 muestras. Para obtener el valor de los armónicos se aplica una simple fórmula:

$$fa = \frac{\text{Frecuencia de Muestreo}}{\text{Numero de Muestras}}$$

Para el caso de muestreo a 2 KHz la frecuencia será de 100Hz y para el caso de muestreo de 2 KHz corresponde a 1000 Hz.

Puesto que las señales son fijas y no varían en frecuencia, no será necesario realizar el cálculo por los demás armónicos. De esta forma se ahorra el calculo desde  $k = 0$  hasta  $k=N-1$  y solamente se realizará el cálculo para  $k=1$  puesto que la frecuencia que se maneja es el primer armónico de cada una de las 2 frecuencias.

El resultado de esta suma es un número complejo el cual va a ser mostrado en la forma binómica  $A = B + jC$ . Se tendrán dos resultados, uno representará la señal de voltaje y la otra será la señal de corriente. Para tener un resultado más preciso de estos valores, se realizará todo el procedimiento anterior 3 veces y se utilizará el valor promedio.

El cálculo de la impedancia se basa en la ley de Ohm pero en su forma compleja como se muestra a continuación:

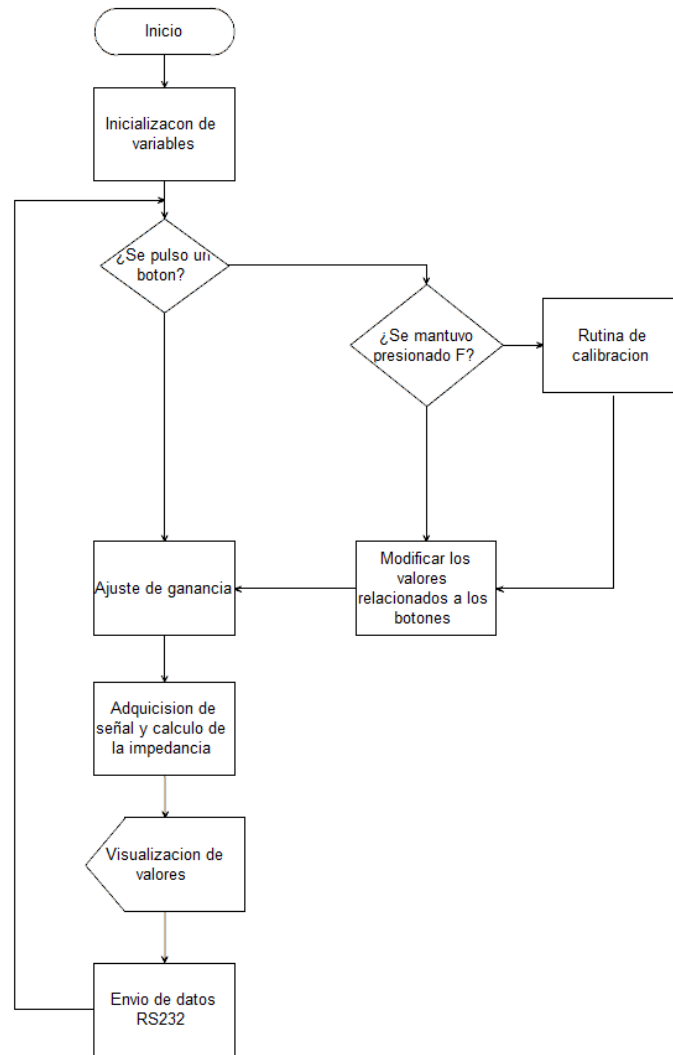
$$Z = \frac{V_{Re} + j * V_{Im}}{I_{Re} + j * I_{Im}} = \frac{V_{Re} * I_{Re} + V_{Im} * I_{Im}}{I_{Re}^2 + I_{Im}^2} + j * \frac{I_{Re} * V_{Im} - V_{Re} * I_{Im}}{I_{Re}^2 + I_{Im}^2}$$

Teniendo este resultado se pueden obtener el valor de C o de L así como también como los parámetros Q y D.

Una mejor descripción del procedimiento puede ser consultado en el apéndice A1

### **3.2.10 Programa del microcontrolador.**

Para que el microcontrolador pueda entregar un valor en el LCD es necesario que se realicen una serie de pasos para obtener los resultados deseados. En la Figura 3.14 se puede observar el diagrama de flujo en el cual se muestra la serie de pasos para que se realice una medición, así como también se describirá cada uno de los pasos.



**Figura 3.14 Muestra el diagrama de flujo a grandes rasgos**

### 3.2.10.1 Inicialización

En esta etapa se crean cada una de las variables que así mismo serán inicializadas en cero, en caso de ser caracteres o arreglos de caracteres serán borrados, el arreglo de variables de seno y coseno se les asignará el valor correspondiente. Los puertos que se encargan de manejar los multiplexores serán configurados como puertos de salida así como también los que contralan el LCD, los puertos que controlan la ganancia también serán configurados como de salida.

Los puertos en los cuales se conectan los Push Buttons serán configurados en modo entrada ya que con estos se detectará el cambio de voltaje entre cero y uno lógico para determinar si

se ha pulsado el botón. El detector de cruce por cero también será configurado como puerto de entrada ya que este recibirá una onda cuadrada de la frecuencia del generador senoidal.

Para realizar las pruebas de que el ADC se encuentra funcionando correctamente se realiza la configuración correspondiente para la transmisión de datos vía RS232, para que se pueda realizar pruebas de los valores obtenidos. En esta etapa también se inicializa el LCD.

### **3.2.10.2 Botones**

En esta etapa se verifica si alguno de los botones ha sido pulsado, cada botón tiene asignada una variable que en caso de ser pulsado cambia su valor. Se tiene en cuenta que son 4 los botones activos en el dispositivo. El primer botón modifica la frecuencia en la cual opera el dispositivo así como también si se deja presionado por más de 10 segundos se entrará al modo de calibración, el segundo botón cambia la medición entre inductancia y capacitancia, el tercer botón cambia el modo de medición entre serie o paralelo y el cuarto botón se utiliza para ajustar el rango de medición.

### **3.2.10.3 Ajuste de ganancia**

Antes de una medición se tiene que ajustar la ganancia de los amplificadores para que se obtenga una señal óptima para medir. Una señal óptima para medir es aquella que no supere los límites de los amplificadores operacionales y que sea lo suficientemente grande para poder ser medida (mayor a seis bits del ADC).

El microcontrolador asignará el valor de ganancia adecuado de acuerdo a un algoritmo que se encarga de este trabajo. Una vez que se obtiene la ganancia ideal para la medición de los valores, el dispositivo permanece con estos valores hasta terminar la medición real.

### **3.2.10.4 Adquisición de la señal a medir**

Una vez que los valores de ganancia están ajustados de tal forma que nos permite tener una señal adecuada, se realiza la medición del voltaje y corriente que fluye por el circuito. Esta medición se realiza tres veces y se realiza un promedio de las señales para una mejor medición.

Para realizar la medición se tiene que empezar por identificar el punto en el cual la señal de cruce por cero cambia su estado de 0 a 1, en ese momento empieza el ADC a trabajar así como también el multiplexor cambia entre la señal de corriente y voltaje.

Los valores de ADC que corresponden a voltaje y corriente son almacenados en dos variables de valor entero.

### **3.2.10.5 Cálculo de la impedancia**

Para el cálculo de la impedancia se realiza una serie de multiplicaciones y sumas para obtener los valores necesarios para que de esta manera se pueda realizar la TDF. Se

utilizaran variables en las cuales se pueda sobre escribir el valor y de esta forma se ahorrará en espacio de memoria. En esta etapa se utilizan los valores asignados de la ganancia para obtener la magnitud de acuerdo al rango de medición así como también se añade el cálculo por el error de medición.

#### **3.2.10.6 Visualización de valores en el LCD**

Dependiendo del parámetro a medir y de la opción que se haya seleccionado por medio de los botones, se desplegará el valor correspondiente a la medición. En esta etapa se realiza el cálculo de la capacitancia o inductancia según sea el seleccionado, puesto que si se realizaba el cálculo antes se utilizaría tiempo del microcontrolador para calcular un parámetro que no se va a utilizar.

#### **3.2.10.7 Pruebas RS232**

Para verificar que los datos del ADC están siendo adquiridos de forma correcta se utiliza una interfaz RS232, de esta forma en la computadora se podrá verificar que los datos adquiridos correspondan con los datos reales.

#### **3.2.11 Display LCD y teclado**

El dispositivo debe de ser capaz de mostrar la información necesaria para el usuario, es por esto que se utilizará un display LCD de 2x16 segmentos. Este LCD es de fácil operación y tiene los caracteres necesarios para poder desplegar la información necesaria sin ningún problema. También el usuario debe de ser capaz de poder seleccionar los parámetros con los cuales se realizarán las pruebas al DUT y también debe de tener opciones para poder seleccionar que tipo de DUT esta siendo utilizado (L o C). Para control de los parámetros anteriormente descritos se utilizará una serie de Push Buttons con los cuales se podrá controlar fácilmente este aparato. El LCD y los Push Buttons estarán conectados al microcontrolador. El LCD podrá ser controlado por el puerto D y los 4 Push Buttons se encuentran conectados en el puerto B.

Al presionar el botón de encendido lo primero que va a mostrar el LCD será una indicación de que el dispositivo se encuentra inicializando. En esta fase el microcontrolador realizará pruebas para determinar si el conjunto de dispositivos se encuentra funcionando en perfecto estado, en caso de que exista alguna falla la pantalla se quedará mostrando el mensaje de “Iniciando...” como se muestra en la Figura 3.15.





**Figura 3.15 Pantalla inicial**

Una vez que el microcontrolador realice las pruebas iniciales y muestre la pantalla anterior se mostrará la imagen en la pantalla similar a la que se muestra la Figura 3.16. La letra “C” indica que se esta realizando una medición de capacitancia, la letra “R” mostrará la resistencia en serie que tiene este elemento. También se encuentra desplegado en la pantalla la frecuencia a la cual se va a aplicar al dispositivo, en este caso son 100 Hz. La letra “s” indica que se esta realizando una medición en serie.



**Figura 3.16 Pantalla secundaria en modo capacitancia en serie y frecuencia a 100Hz.**

Al presionar los Push Button que cambia entre “L” o “C”, el de “s” o “p” y el de “f” se puede observar que existe un cambio en la presentación del LCD mostrado en la Figura 3.17. En este se puede observar que se ha puesto en el modo “L” para poder realizar mediciones de inductancia. La letra “P” indica que se esta realizando una medición en paralelo y la letra “f” indica que la frecuencia, en este caso es de 1Khz.



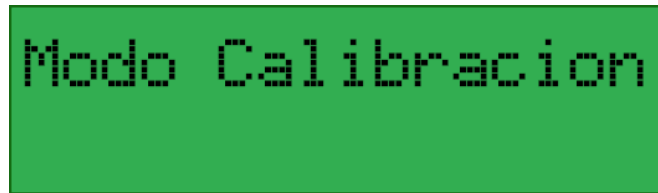
**Figura 3.17 Pantalla secundaria en modo Inductancia en paralelo y frecuencia 1Khz.**

Se pueden realizar mediciones tanto en serie como en paralelo independientemente de que se encuentren en modo Inductancia o Capacitancia. Las mediciones de igual forma pueden realizarse a las dos frecuencias disponibles que son de 100Hz y 1Khz.

En cada uno de las pantallas anteriores seguido de cada símbolo de “=” se mostrará cada uno de los valores medidos del parámetro deseado. También tendrá un autoajuste en el rango ideal para ser desplegado en el LCD. Los valores pueden mostrarse en magnitudes de

kilo “k”, mili “m”, micro “ $\mu$ ”, nano “n” y pico “p” seguidas de la abreviatura de los elementos deseados a medir “R”, “L” o “C”.

Dejando pulsado el botón de cambio de frecuencia por más de 10 segundos aparecerá un menú de calibración, en el cual se desplegará una pantalla como se muestra en la Figura 3.18 la cual nos indicará que se entró al modo de calibración con éxito.



**Figura 3.18 Pantalla de entrada al modo calibración**

Para realizar la calibración, el microcontrolador necesita realizar 2 mediciones para poder realizar el cálculo del error por medición. Una medición debe de realizarse con las puntas abiertas y otra medición debe de realizarse con las puntas en corto. Para esto antes de que se muestre la pantalla de “Modo Calibración” las puntas deben de estar en circuito abierto y una vez que aparezca la pantalla de la Figura 3.19 se deben de colocar las puntas en corto y presionar el botón de cambio de frecuencia para que se realice la medición.



**Figura 3.19 Pantalla para colocar puntas en corto**

Una vez que el microcontrolador adquiera los valores de las puntas en corto y las puntas abiertas, el microcontrolador tiene que realizar un cálculo para poder asignar un valor de error para que cuando se realicen las mediciones pueda ser tomado en consideración. Mientras el cálculo del error sea realizado se podrá ver en la pantalla “Espere”, mostrado en la Figura 3.20, el cual no podrá ser observado por la velocidad a la que se calcula el error.



**Figura 3.20 Pantalla de espera de cálculo.**

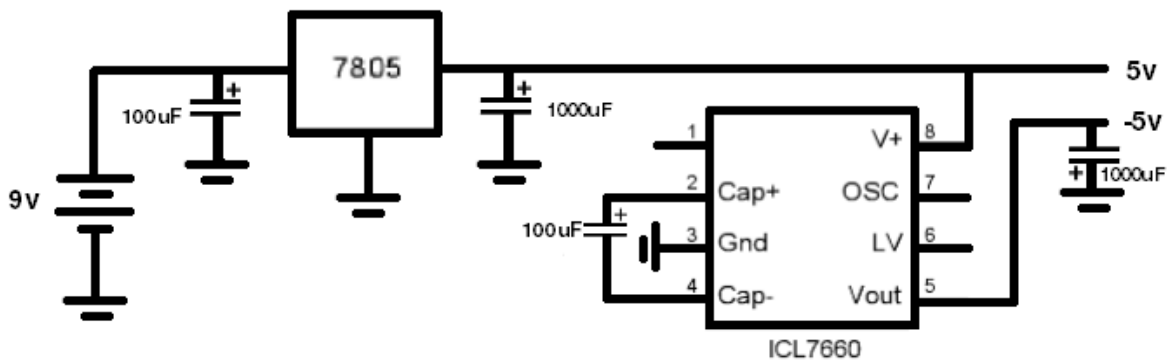
### 3.2.11 Alimentación

Los circuitos integrados que se manejarán se encuentran en el rango de voltaje de TTL, esto quiere decir que el voltaje de operación de estos va de 0V a 5V de CD. También se utilizarán amplificadores operacionales, los cuales también requieren de una alimentación negativa de -5V de CD. Este dispositivo va a estar alimentado por una batería de 9 volts con la cual se eliminará cualquier circuito necesario para la conversión de AC a DC.

Como anteriormente se mencionó, es necesario un voltaje de CD de 5 volts, es por esto que se requiere un regulador de voltaje de 5 volts comúnmente conocido como 7805. Este necesita un mínimo de 7 volts para operar correctamente y también para su operación necesitan 2 capacitores de  $0.1\mu\text{F}$  y  $1000\mu\text{F}$ .

Para obtener un voltaje negativo se utilizará el circuito integrado icl7660 el cual se encarga de proporcionar un voltaje negativo utilizando solamente 2 capacitores. Este circuito genera un voltaje negativo del mismo valor al voltaje positivo que se le suministra. Este es un convertidor de voltaje que se basa en la conmutación, solamente se necesita un capacitor de  $100\mu\text{F}$  el cual se encarga de otorgar la frecuencia necesaria para la conmutación interna del dispositivo. También se le coloca un capacitor mayor a  $10\mu\text{F}$  a su salida para evitar cualquier tipo de rizo provocado por el ruido de conmutación.

En la Figura 3.21 se puede mostrar el diagrama del circuito de alimentación con todos los elementos.



**Figura 3.21 Circuito de alimentación positiva y negativa.**

Una descripción más detallada del circuito puede ser vista en el apéndice A2.

## Capítulo 4

### Pruebas y resultados

A continuación se realizaran pruebas a cada una de las etapas principales del equipo de medición, cada una estará a distintas frecuencias de operación y con parámetros distintos. Las imágenes mostradas a continuación son adquiridas directamente de un osciloscopio digital, el cual muestra mediciones de voltaje y corriente.

#### 4.1 Señales principales del medidor

En la Figura 4.1 se puede observar una señal senoidal. Esta señal es la que se observa después de un buffer a la salida del XR2206. La frecuencia que se logró con el arreglo RC fue de 96.9Hz la cual se aproxima a los 100 Hz que se buscaban. El voltaje pico a pico que se buscaba eran de 200 mV de los cuales se obtuvieron 216 mV pico a pico con la resistencia utilizada en el XR2206.

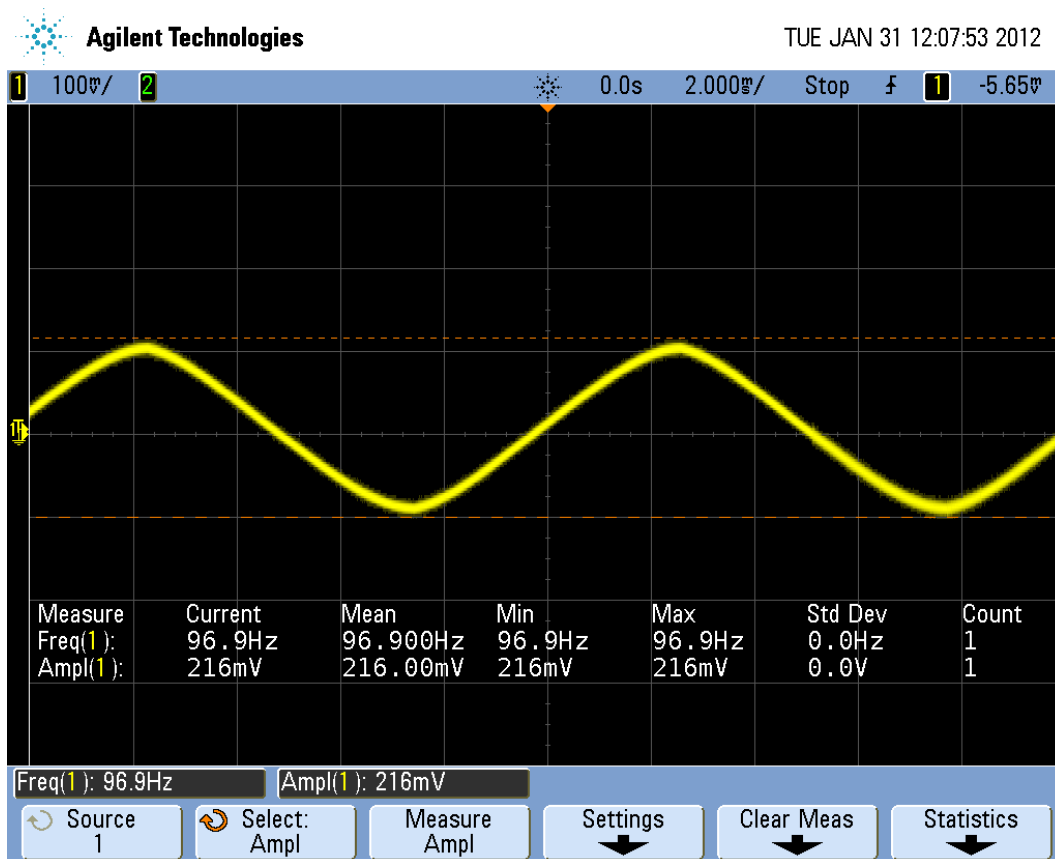


Figura 4.1 Señal senoidal que se aplica al DUT

En la Figura 4.2 se puede observar una señal cuadrada obtenida a partir de la señal senoidal del generador, con la cual se puede saber el momento en el cual la señal cruza por cero. La amplitud de esta señal es de 4 volts y la frecuencia es de 97.1 Hz con lo que es ligeramente mayor a la original, esto se debe a la respuesta del comparador utilizado. La señal cumple con el suficiente voltaje para ser considerado un uno lógico (más de 2 volts).

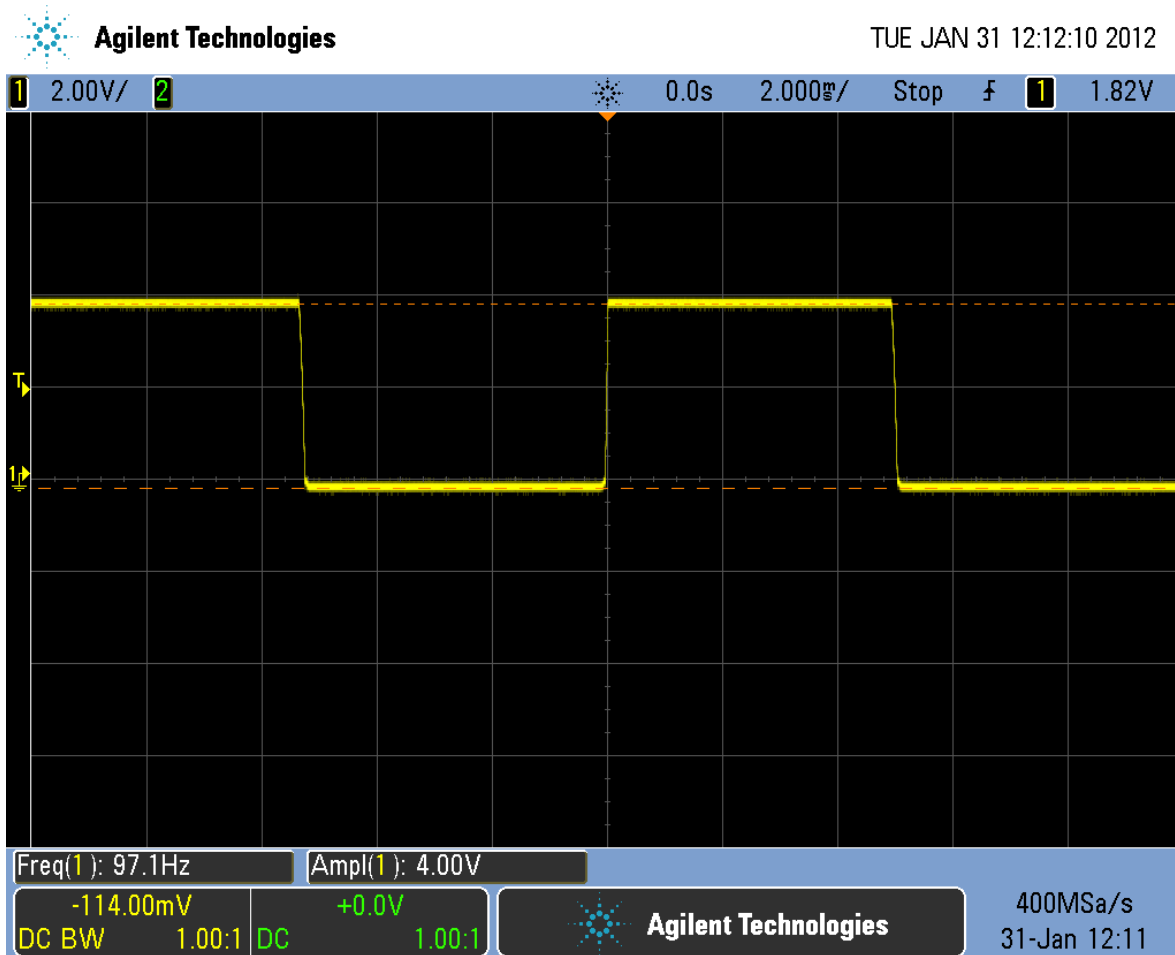
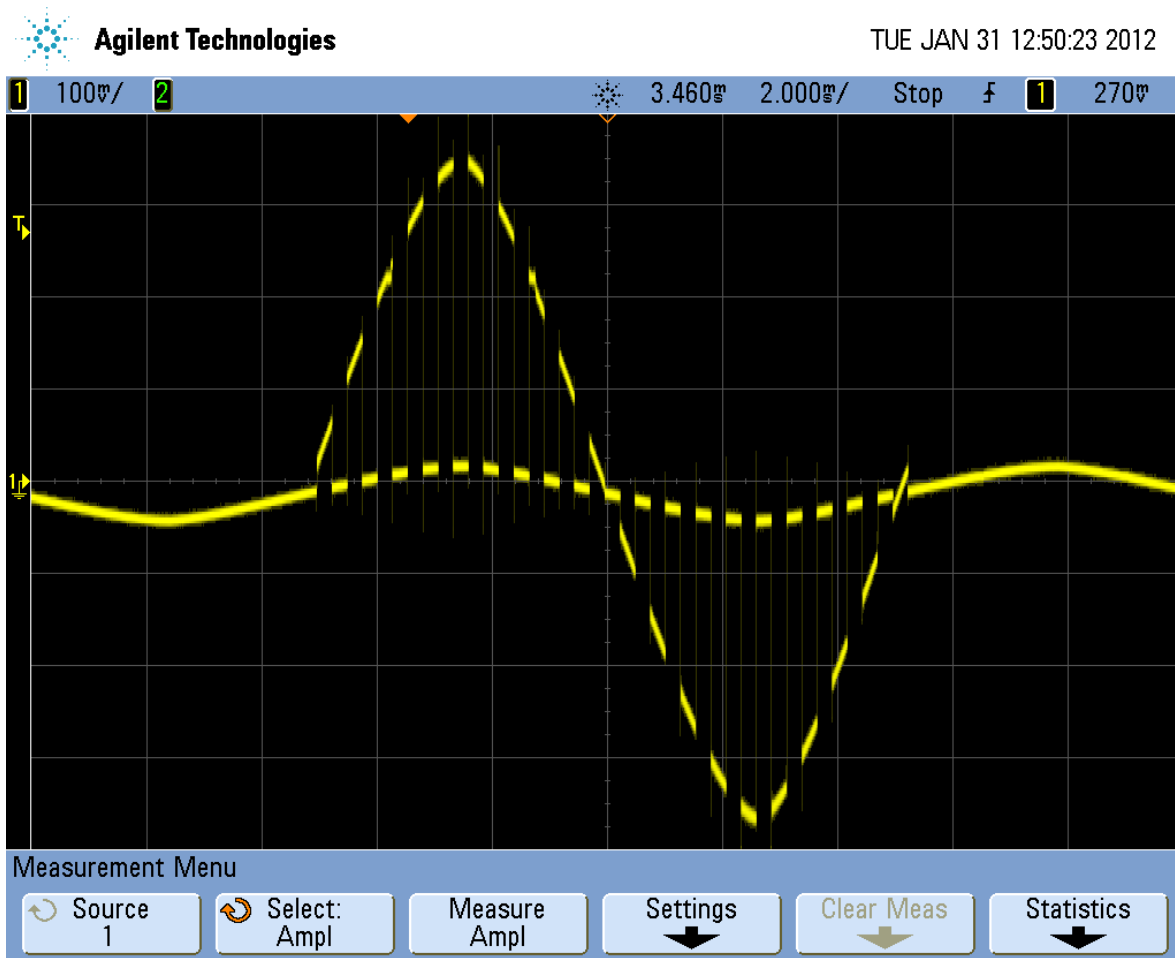


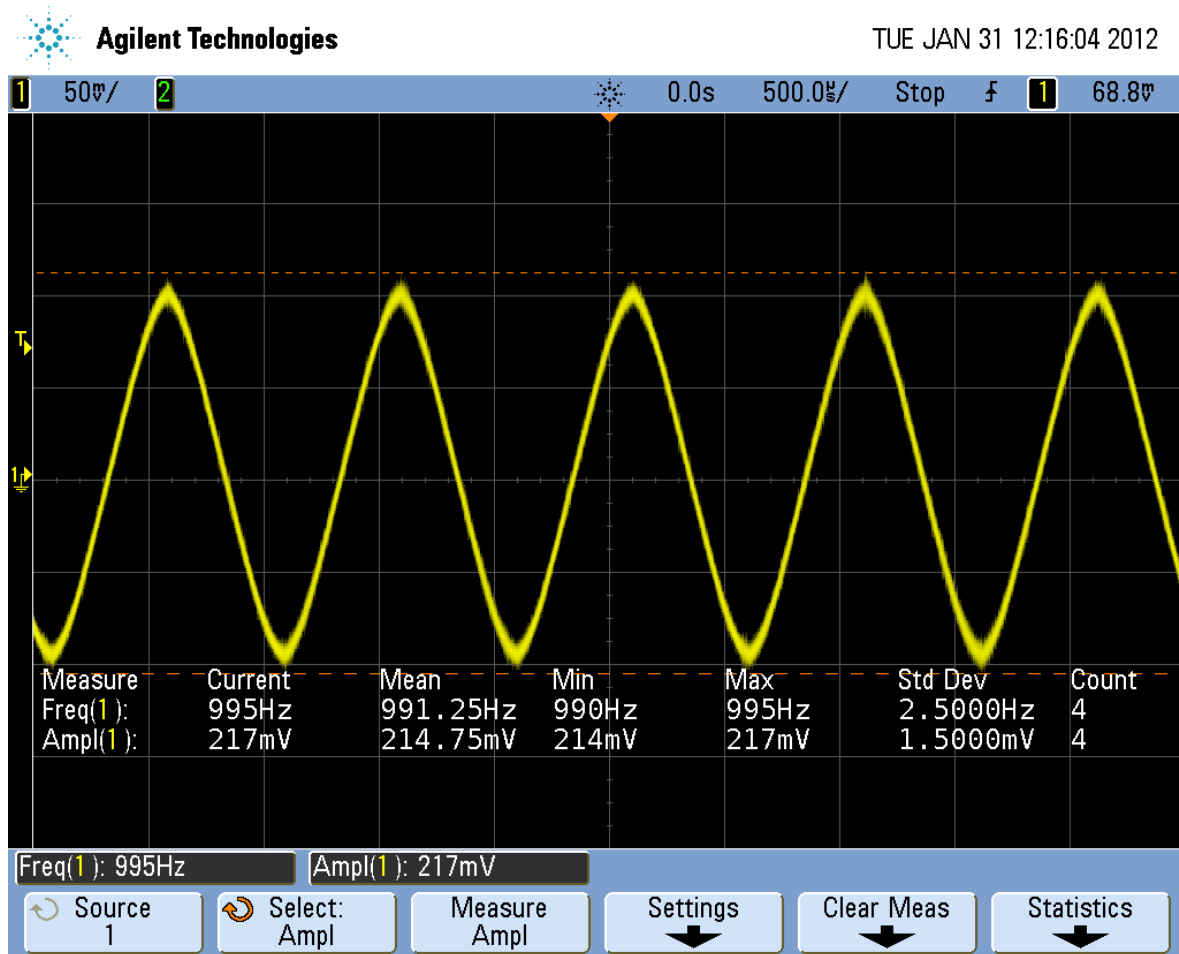
Figura 4.3 Señal cuadrada utilizada para detectar el cruce por cero a 97.1 HZ

En la Figura 4.4 se puede observar la multiplexación entre los valores de voltaje y corriente, esta prueba se realizó con un valor aleatorio y solo muestra los momentos en los cuales se realizan los cambios en las señales a aproximadamente 100 Hz. Se pueden observar las 20 muestras por canal que se realizan así como también los picos que se deben a la conmutación, estos no afectan a la medición debido a que ésta se realiza a la mitad de la muestra.



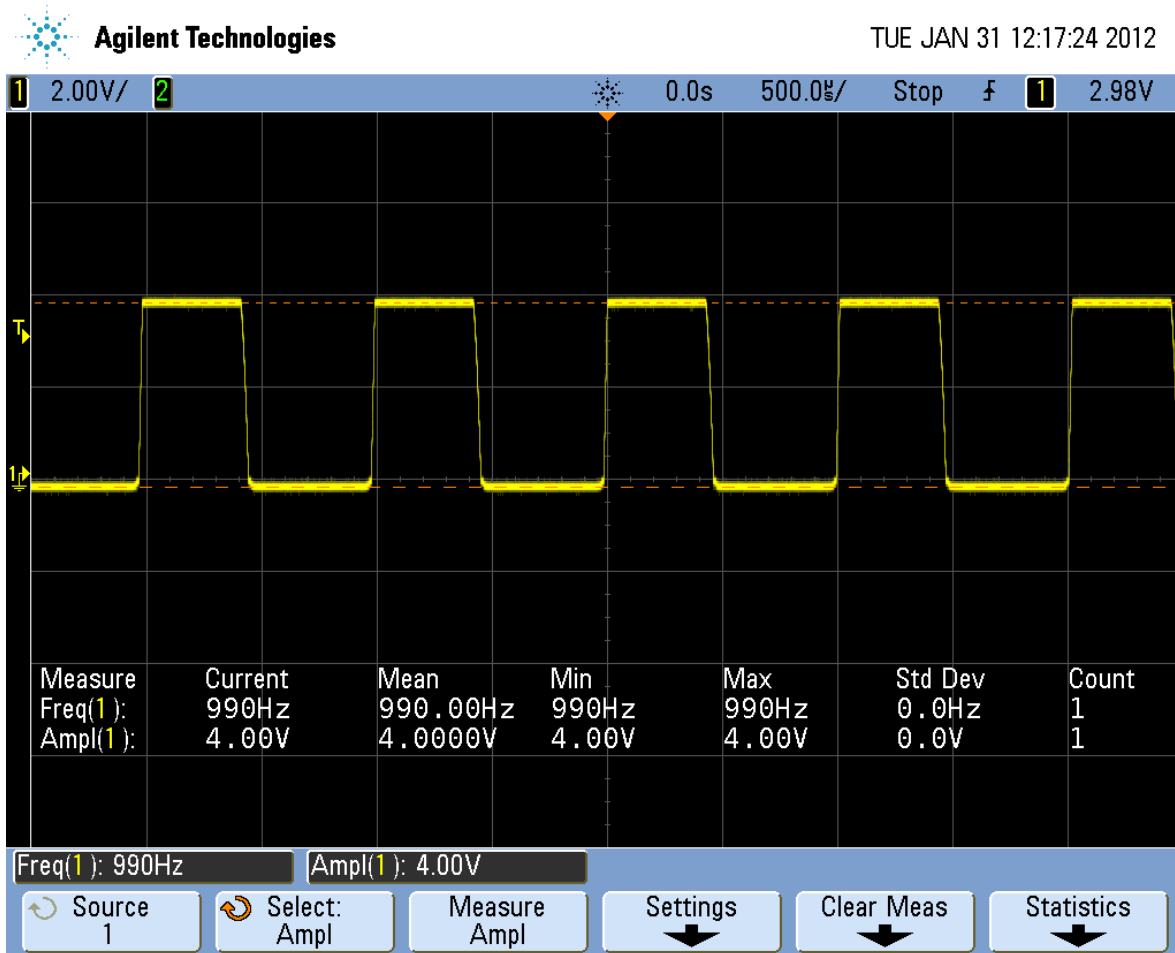
**Figura 4.4 Señal de 100Hz multiplexada**

En la Figura 4.5 se puede observar la onda senoidal de 995 Hz la cual se encuentra 5 Hz debajo de la frecuencia que se buscaba. También se encuentra con un valor pico a pico de 217mV pico a pico. La amplitud solamente aumentó 1mV con respecto a la medición a 100 Hz; el cambio en amplitud no es tan significativo para realizar un ajuste. Los valores de frecuencia son los que se toman en cuenta para realizar la medición, hay que tener en cuenta que estos valores se tienen que introducir en el microcontrolador para realizar los cálculos.



**Figura 4.5 Señal senoidal de 995 Hz.**

En la Figura 4.6 se puede observar la señal utilizada para la detección de cruce por cero, esta tiene un amplitud máxima de 4 volts pico a pico y una frecuencia de 990 Hz. Esta frecuencia no afecta a la medición y solamente.



**Figura 4.6 Muestra la señal usada para el cruce por cero a casi 1kHz**



En la Figura 4.7 se puede observar la señal con multiplexación de la señal de corriente y voltaje que debido a la frecuencia de conmutación se puede observar un poco mas de ruido pero aun sin afectar a la señal que se desea adquirir.

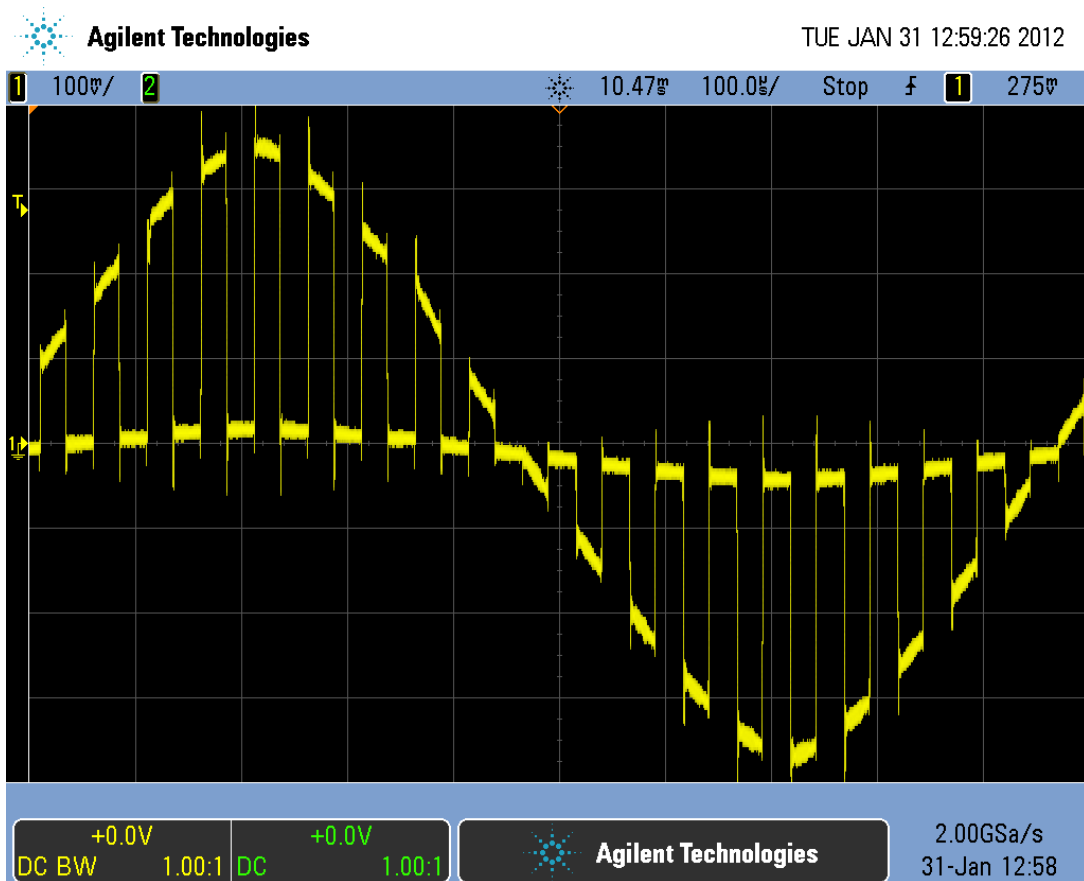
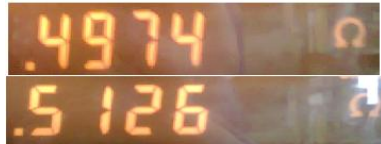


Figura 4.7 Señal multiplexada a 1000Hz.

## 4.2 Resultados obtenidos

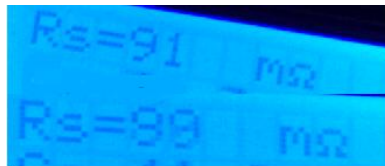
A continuación se mostrarán algunas de las lecturas obtenidas por un medidor de impedancia profesional y el medidor de impedancia diseñado. Se realizaron pruebas por parte del medidor de inductancia WAYNE KERR modelo B905 a 120 y 1200 Hz que son los que ese dispositivo maneja y 100 y 1000 Hz que son las frecuencias con las dispone este dispositivo.

El primer elemento a medir fue una resistencia de  $0.1 \Omega$  con el medidor WK (WAYNE KERR) a las frecuencias de 120 Hz y 1200 Hz, imágenes superior e inferior, respectivamente, de la Figura 4.8.



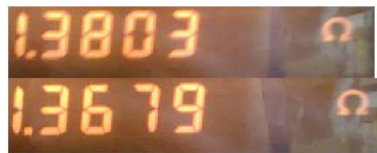
**Figura 4.8 Resistencia  $0.1 \Omega$  con el medidor WK**

La misma resistencia de  $0.1 \Omega$  se midió con el medidor RLC diseñado en esta tesis, solo que a frecuencias de 100Hz (imagen superior) y 1000 Hz (imagen inferior) como se aprecia en la Figura 4.9. Se puede observar que los resultados mostrados se acercan más al valor real del elemento.



**Figura 4.9 Resistencia de  $0.1 \Omega$  con el medidor RLC.**

El siguiente elemento fue una resistencia de  $1 \Omega$  puesta a prueba con el medidor WK a las frecuencias antes mencionadas, los resultados son mostrados en la Figura 4.10.



**Figura 4.10 Resistencia de  $1 \Omega$  con el medidor WK.**

La misma resistencia se sometió a prueba con el medidor RLC y los resultados se pueden observar en la Figura 4.11. estos se acercaron más al valor nominal.



**Figura 4.11 Resistencia 1  $\Omega$  con el medidor RLC.**

La siguiente prueba se realizó con una resistencia de 10 k $\Omega$  al medidor WK y sus resultados pueden ser observados en la Figura 4.12.



**Figura 4.12 Resistencia 10k  $\Omega$  con el medidor WK.**

Con la misma resistencia se realizó la prueba con el medidor RLC y sus resultados pueden ser observados en la Figura 4.13.



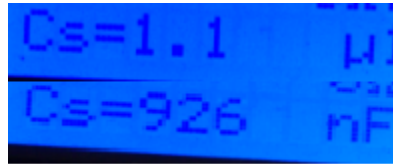
**Figura 4.13 Resistencia de 10 k  $\Omega$  con el medidor RLC**

El primer capacitor fue de 1 $\mu$ F a 16 v y los resultados del medidor WK a 120Hz (imagen superior) y 1200 (imagen inferior) Hz fueron lo mostrados en la Figura 4.14.



**Figura 4.14 Capacitor 1 $\mu$ F WK**

El mismo capacitor de  $1\mu\text{F}$  a 16 volts se midió a 100 Hz (imagen superior) y (imagen inferior) 1000 Hz como se muestra en la Figura 4.15. A 100 Hz se obtuvo una medición de  $1.1\mu\text{F}$  y a 1000 Hz una medición de 926 nF.



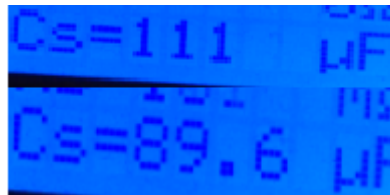
**Figura 4.15 Capacitor  $1\mu\text{F}$**

Ahora se pondrá a prueba un capacitor de  $100\mu\text{F}$  a 16V en el medidor WK, de igual forma se realizaron mediciones a 120 y a 1200 Hz, obteniendo resultados de  $96.71\mu\text{F}$  y  $92.52\mu\text{F}$  a las frecuencias respectivas anteriormente mencionadas. Dichos resultados se observan en la Figura 4.16.



**Figura 4.16 Capacitor de  $100\mu\text{F}$  WK**

El capacitor de  $100\mu\text{F}$  obtuvo resultados cercanos de  $111\mu\text{F}$  a 100Hz y  $89.6\mu\text{F}$  a 1000Hz, como se puede apreciar en la Figura 4.17.



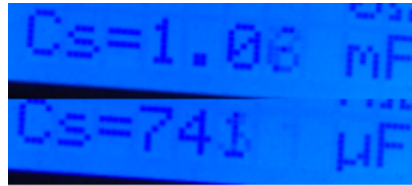
**Figura 4.17 Capacitor de  $100\mu\text{F}$  medidor RLC**

Prueba un capacitor de  $1000\mu\text{F}$  a 25 V en el medidor WK se pueden observar en la Figura 4.18.



**Figura 4.18 Capacitor  $1000\mu\text{F}$  medido con el equipo WK**

La prueba en el medidor realizado con el capacitor de  $1000\mu\text{F}$  tuvo como resultados  $1.06\text{ mF}$  a  $100\text{Hz}$  y  $741\mu\text{F}$  a  $1000\text{Hz}$  como se muestra en la Figura 4.19.



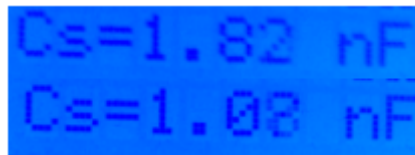
**Figura 4.19 Capacitor  $1000\mu\text{F}$  con el medidor RLC.**

Los resultados de la prueba realizados un capacitor de  $1\text{nF}$  con el medidor WK fueron los mostrados en la Figura 4.20.



**Figura 4.20 Capacitor  $1\text{nF}$  con el medidor WK**

Los resultados de la prueba realizados al capacitor de  $1\text{nF}$  con el medidor diseñado resultaron con  $100\text{Hz}$   $1.82\text{ nF}$  y  $1.08\text{ nF}$  a  $1000\text{ Hz}$ , como se muestra en la Figura 4.21.



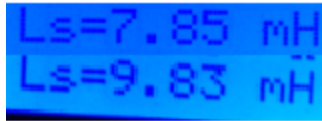
**Figura 4.21 Resultados del capacitor  $1\text{nF}$  con el medidor RLC.**

En el caso de los inductores solamente se probaron 2 del cual el primero es de  $10\text{mH}$  y el segundo de  $3.3\text{ mH}$ . En la Figura 4.22 se puede observar los valores tomados del medidor WK con las frecuencias anteriormente mencionadas.



**Figura 4.22 Resultados de la medición de una bobina de  $10\text{mH}$  con el medidor WK**

Los resultados de las mediciones con el inductor de 10mH en el medidor RLC diseñado fueron los que se muestran en la Figura 4.23.



The image shows a digital display with a black background and red text. The first line reads "Ls=7.85 mH" and the second line reads "Ls=9.83 mH".

**Figura 4.23 Resultados de la medición de una bobina de 10mH con el medidor RLC**

### **4.3 Análisis de los resultados obtenidos**

Las señales obtenidas en los puntos que se mencionaron al inicio de este capítulo fueron los esperados. Cada uno contaba con las características que se buscaban, aunque existieron ligeras variaciones de voltaje y frecuencia las cuales no afectaron la medición.

Se debe tener en cuenta que las puntas del medidor WK no son las originales que proporcionó el fabricante y éstas añaden elementos parásitos dando como resultado que la medición no sea correcta.

En el medidor RLC se pudo observar una ligera variación en los resultados obtenidos, los cuales se aproximaban a los valores reales. Se pudo observar que el valor era consistente y no variaba tanto como el que mostraba el medidor WK.

## 4.4 Conclusiones generales

Se diseñó e implementó un prototipo con el cual se realizaron mediciones de resistencia, inductancia y capacitancia. Dado la simplicidad de los circuitos que constituyen este prototipo, el sistema completo puede ser construido como un instrumento de medición de RLC portátil el cual puede ser implementado en muchos campos de desarrollo tecnológico, así como en la industria de la electrónica.

El hardware se basó en el Manual de Medición de la Impedancia de Agilent, en dicho manual se proponen distintos métodos de medición de acuerdo a los propósitos del medidor. En este manual se desarrolla a modo de bloques cada uno de los métodos y etapas con las cuales se llega a una medición.

Hay que tener en cuenta que la mayoría de productos comerciales se basan en un método de medición de corriente y voltaje descrito anteriormente, este método es el más utilizado puesto que el rango de medición de los elementos es más amplio que otros métodos que son más específicos.

El método de análisis de la señal se basa en la Transformada Directa de Fourier con la cual se obtuvieron las partes reales e imaginarias de las señales. Con este método se facilitó tanto la obtención de la señal así como también los cálculos necesarios para la medición. Este método específico de medición está descrito como “Los Veinte Puntos de la Transformada Directa de Fourier” en un programa escrito en lenguaje ensamblador escrito en ruso dentro de la página de pro-radio.ru.

Existen soluciones integradas en un circuito, con las cuales solamente se requiere la conexión de un microcontrolador que sea capaz de realizar una comunicación I2C. Un ejemplo de estas soluciones es el circuito AD5933 con el que se requiere una mínima cantidad de elementos adicionales para poder realizar mediciones de impedancia. Este circuito se basa en la teoría de operación del método de medición de corriente y voltaje.

El prototipo inicial tuvo un costo aproximado de \$800 pesos mexicanos, los valores son aproximados debido al cambiante precio del dólar que afecta directamente a la compra de los componentes electrónicos. Hay que tener en cuenta que este es solo un prototipo y es por esto que el costo es un tanto elevado, al realizar las compras de los componentes a mayoreo el costo disminuye drásticamente.

Los valores que se muestran en la pantalla del dispositivo son siempre constantes y no tienen una gran variación comparándolo con el medidor WK. Los valores de resistencia y capacitancia se acercan a los reales y son constantes. En cuanto a la inductancia se tienen ligeras fallas con respecto al resultado que muestra en pantalla el medidor RLC.

Es necesario ajustar el error que se presenta a la medición, este error se puede corregir por medio de software puesto que los resultados que muestran varían en cuanto a exactitud y no en precisión.

## **Visión a futuro**

La exactitud se puede mejorar utilizando puntas especiales para realizar la medición así como también mejorar el ajuste de error en la medición dentro del programa del microcontrolador.

Para reducir el tamaño del sistema se podrían utilizar elementos de montaje superficial, también de esta forma se eliminarían elementos parásitos presentes en el circuito.

El dispositivo cuenta con un microcontrolador capaz de realizar una transmisión vía USB a una computadora, se podrían llegar a enviar los datos primordiales a la computadora para que en ésta se realice el cálculo y también puedan tener distintas funciones. Se podrían almacenar los valores de medición, realizar gráficas, mostrar otros parámetros de medición, entre otras funciones.

Se puede utilizar una pantalla gráfica de mayor tamaño para una mejor visualización de los datos, así como también se podrían mostrar parámetros que no se pudieron mostrar en este prototipo.

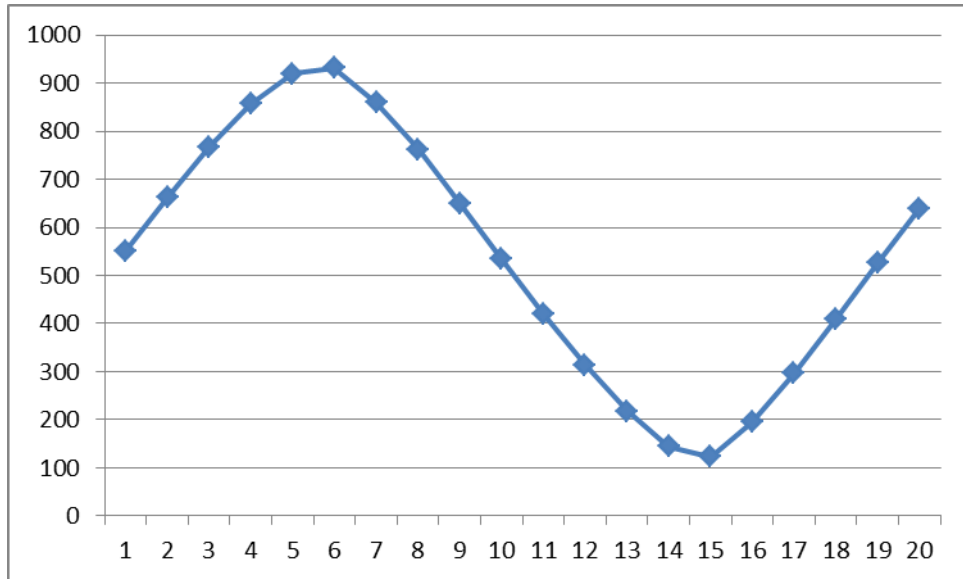


# APÉNDICE

## A 1 Desarrollo manual de una medición

Este es un ejemplo de medición de un capacitor marcado con  $10\mu\text{F}$  a  $100\text{Hz}$  y se describirán los pasos a realizar para realizar el cálculo a partir de las muestras obtenidas. Los datos obtenidos por parte del microcontrolador se encuentran en bits y son los siguientes:

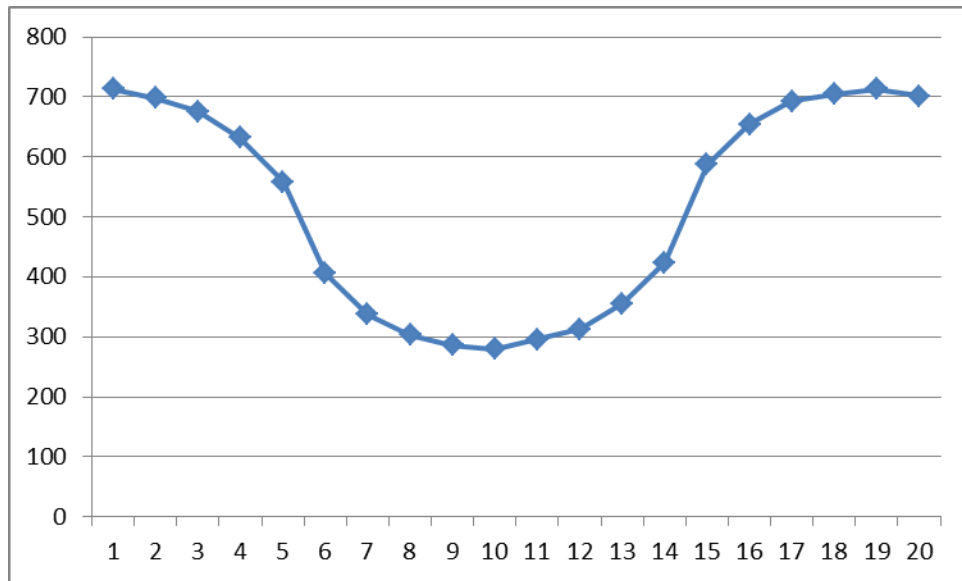
adc
550
662
768
857
919
931
860
762
650
534
421
314
218
144
123
195
297
410
526
640



Los datos anteriores representan el voltaje que se encuentra circulando por el DUT y los amplificadores de ganancia para este caso se encuentran en valor unitario.

Los datos siguientes representan la corriente que circula por el circuito y en este caso el amplificador de ganancia se encuentra aumentado 10 veces.

adc
713
698
676
632
558
406
337
303
286
280
296
313
356
424
587
655
693
705
713
702



Una vez obtenidos los datos se aplica la Transformada directa de Fourier para poder obtener los valores reales e imaginarios de cada una de la señal.

Retomando la ecuación de la TDF:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad k = 0 \rightarrow k = N - 1$$

Donde:

N = Número de muestras totales.

n = Número de muestra actual

k = Número de frecuencia a analizar.

Recordando la fórmula de Euler que establece:

$$e^{-ix} = \cos x - i \operatorname{sen} x$$

Sustituyendo quedaría lo siguiente:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) * \left( \cos \frac{2\pi nk}{N} - i \operatorname{sen} \frac{2\pi nk}{N} \right)$$

Para este caso  $x(n)$  será el valor obtenido por el ADC y se convertirá el valor binario a un valor en volts y en amperes para cada una de las señales adquiridas.

En este caso como se mencionó anteriormente el valor de “k” que nos interesa es 1 que es el armónico en el cual se presenta la frecuencia que nosotros utilizaremos.

Los valores de coseno y seno pueden ser considerados constantes y ser almacenados sus valores en tablas de acuerdo a su número de muestra, así se facilita su multiplicación. Cuando se aplica una ganancia en el circuito este factor se multiplicara para hacer el ajuste correspondiente ya sea en la corriente o el voltaje.

Los valores de en binario son multiplicados por su factor de conversión del ADC. En este caso cada valor de bit representa 0.0024mV (2.5V /1023 bits) puesto que el voltaje de referencia se encuentra a 2.5 volts y se está utilizando un convertidor de 10 bits de resolución.

n	adc	Vx(n)	cos(2*pi*n/20)	sen(2*pi*n/20)	Re=Vx(n)*cos((2*pi*n)/20))	Im=Vx(n)*-sen((2*pi*n)/20))
0	550	1.342	1	0	1.342	0
1	662	1.61528	0.951056516	-0.309016994	1.53622257	-0.499148971
2	768	1.87392	0.809016994	-0.587785252	1.516033126	-1.10146254
3	857	2.09108	0.587785252	-0.809016994	1.229105985	-1.691719257
4	919	2.24236	0.309016994	-0.951056516	0.692927348	-2.13261109
5	931	2.27164	6.12574E-17	-1	1.39155E-16	-2.27164
6	860	2.0984	-0.309016994	-0.951056516	-0.648441261	-1.995696994
7	762	1.85928	-0.587785252	-0.809016994	-1.092857364	-1.504189117
8	650	1.586	-0.809016994	-0.587785252	-1.283100953	-0.93222741
9	534	1.30296	-0.951056516	-0.309016994	-1.239188598	-0.402636783
10	421	1.02724	-1	-1.22515E-16	-1.02724	-1.25852E-16
11	314	0.76616	-0.951056516	0.309016994	-0.728661461	0.23675646
12	218	0.53192	-0.809016994	0.587785252	-0.43033232	0.312654731
13	144	0.35136	-0.587785252	0.809016994	-0.206524226	0.284256211
14	123	0.30012	-0.309016994	0.951056516	-0.09274218	0.285431082
15	195	0.4758	-1.83772E-16	1	-8.74388E-17	0.4758
16	297	0.72468	0.309016994	0.951056516	0.223938435	0.689211636
17	410	1.0004	0.587785252	0.809016994	0.588020366	0.809340601
18	526	1.28344	0.809016994	0.587785252	1.038324771	0.754387104
19	640	1.5616	0.951056516	0.309016994	1.485169856	0.482560938
				F(v)=	2.902654094	-8.200933397

n	adc	corriente	cos(2*pi*n/20)	sen(2*pi*n/20)	Re=Vx(n)*cos((2*pi*n)/20)	Im=Vx(n)*-sen((2*pi*n)/20)
0	713	0.00017935	1	0	0.000179353	0
1	698	0.00017558	0.951056516	-0.309016994	0.000166986	-5.4257E-05
2	676	0.00017005	0.809016994	-0.587785252	0.00013757	-9.99502E-05
3	632	0.00015898	0.587785252	-0.809016994	9.34445E-05	-0.000128615
4	558	0.00014036	0.309016994	-0.951056516	4.33745E-05	-0.000133493
5	406	0.00010213	6.12574E-17	-1	6.25609E-21	-0.000102128
6	337	8.4771E-05	-0.309016994	-0.951056516	-2.61957E-05	-8.06221E-05
7	303	7.6219E-05	-0.587785252	-0.809016994	-4.48001E-05	-6.16621E-05
8	286	7.1942E-05	-0.809016994	-0.587785252	-5.82025E-05	-4.22866E-05
9	280	7.0433E-05	-0.951056516	-0.309016994	-6.69858E-05	-2.1765E-05
10	296	7.4458E-05	-1	-1.22515E-16	-7.44577E-05	-9.12218E-21
11	313	7.8734E-05	-0.951056516	0.309016994	-7.48805E-05	2.43302E-05
12	356	8.9551E-05	-0.809016994	0.587785252	-7.24479E-05	5.26365E-05
13	424	0.00010666	-0.587785252	0.809016994	-6.26906E-05	8.62862E-05
14	587	0.00014766	-0.309016994	0.951056516	-4.56287E-05	0.000140431
15	655	0.00016476	-1.83772E-16	1	-3.02788E-20	0.000164763
16	693	0.00017432	0.309016994	0.951056516	5.38684E-05	0.00016579
17	705	0.00017734	0.587785252	0.809016994	0.000104238	0.000143471
18	713	0.00017935	0.809016994	0.587785252	0.000145099	0.000105421
19	702	0.00017659	0.951056516	0.309016994	0.000167943	5.45679E-05
				F(i)	0.000565586	0.000212917

Con el procedimiento anterior ahora sabemos que:

$$F(v) = 2.9026 - 8.2009i$$

$$F(i) = 0.000565 + .000219i$$

Conociendo estos valores ahora podremos aplicar la fórmula:

$$Z = \frac{V_{Re} + j * V_{Im}}{I_{Re} + j * I_{Im}}$$

Se tiene como resultado:

$$Z = -285.9051 - 14392.3i$$

Aplicando la formula:

$$X_c = \frac{1}{j2\pi FC}$$

Conociendo  $X_c$  y  $F$  se tiene que:

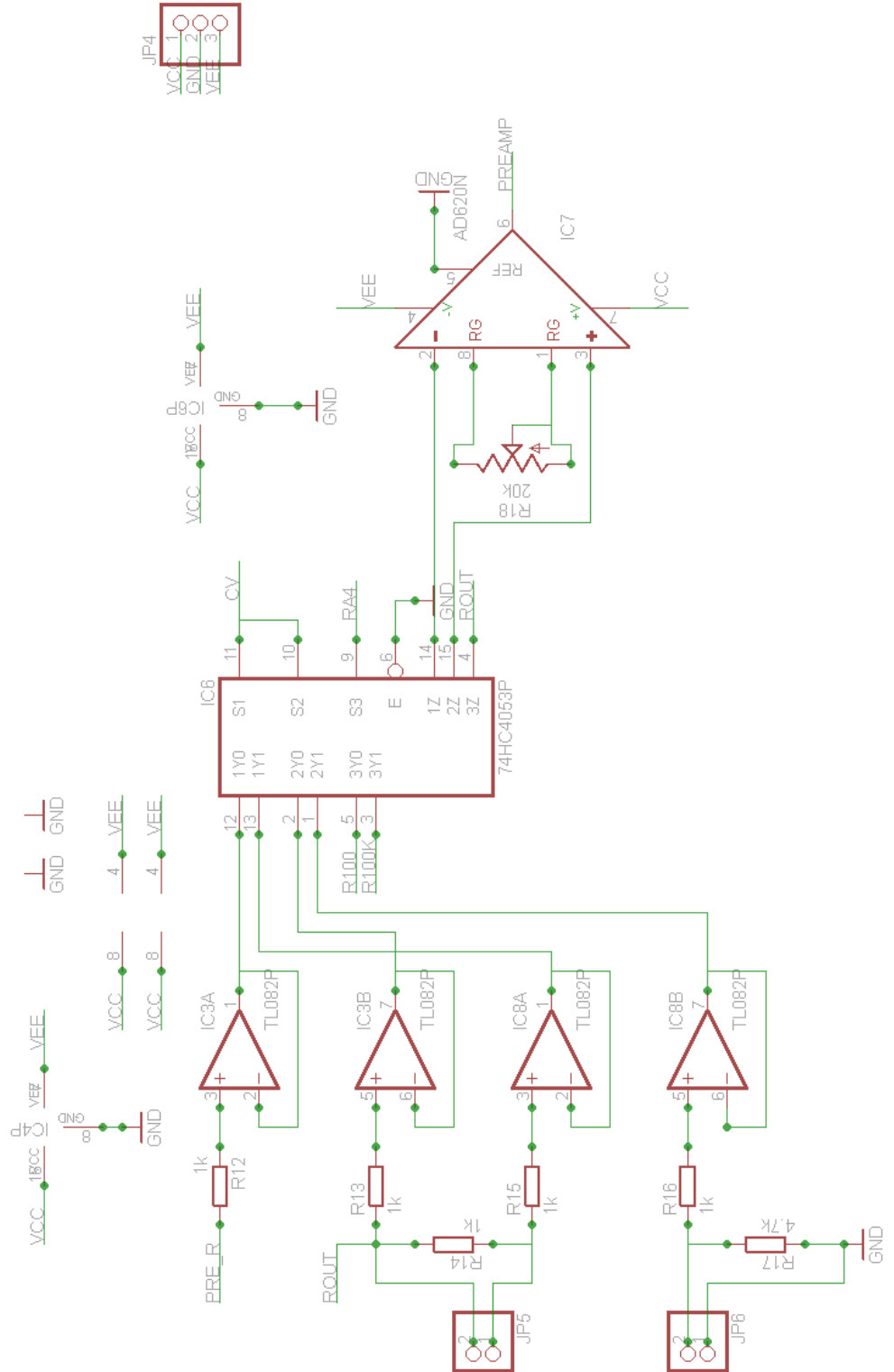
$$C = 11.058\mu F$$

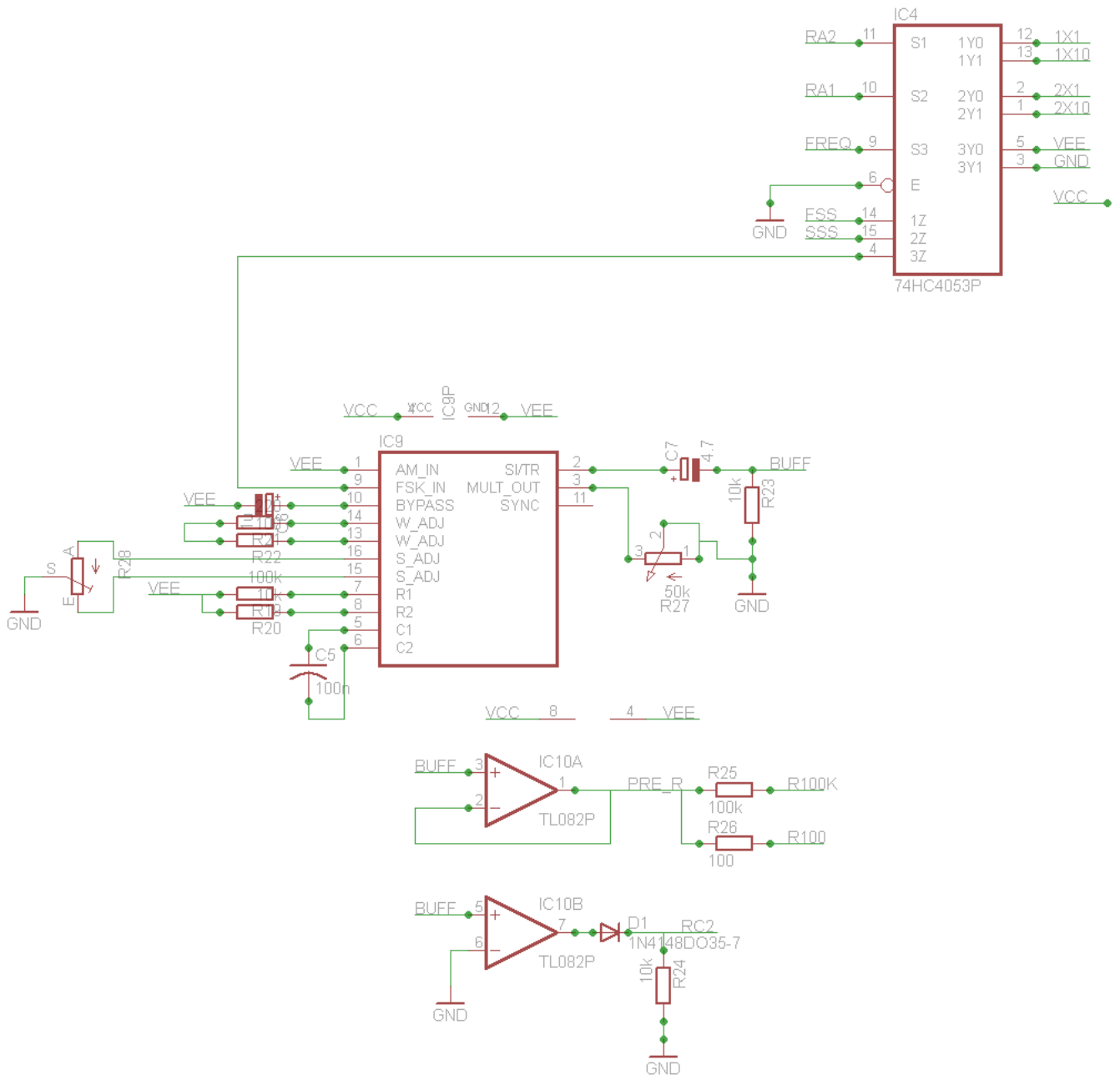
## A2 Lista de componentes, diagrama del circuito y hojas de datos

La siguiente lista muestra los circuitos y componentes eléctricos utilizados así como también el número de parte para que se pueda reconocer en el diagrama.

No. Parte	Valor	Dispositivo
C1	22p	Capacitor
C2	22p	Capacitor
C3	100n	Capacitor
C4	4.7u	Capacitor
C5	100n	Capacitor
C6	1u	Capacitor
C7	4.7u	Capacitor
D1	1N4148	Diodo
IC1	PIC18F4550	PIC18F4550
IC2	TL082P	TL082P
IC3	TL082P	TL082P
IC4	74HC4053P	74HC4053P
IC6	74HC4053P	74HC4053P
IC7	AD620N	AD620N
IC8	TL082P	TL082P
IC9		XR-2206
IC10	TL082P	TL082P
JP1		Pinheader
JP2		Pinheader
JP3		Pinheader
JP4		Pinheader
JP5		Pinheader
JP6		Pinheader
Q1		Cristal
R1	10k	Resistencia
R2	470	Resistencia
R3	820	Resistencia
R4	4.7k	Resistencia
R5	4.7k	Resistencia
R6	20k	Resistencia
R7	20k	Resistencia
R8	560	Resistencia
R9	2.2k	Resistencia
R10	2.2k	Resistencia
R11	2.2k	Resistencia
R12	1k	Resistencia
R13	1k	Resistencia
R14	1k	Resistencia
R15	1k	Resistencia
R16	1k	Resistencia
R17	4.7k	Resistencia
R18	20k	Resistencia
R19	100k	Resistencia
R20	10k	Resistencia
R21	220	Resistencia
R22	100	Resistencia
R23	10k	Resistencia
R24	10k	Resistencia
R25	100k	Resistencia
R26	100	Resistencia
R27	50k	Resistencia
R28	100	Resistencia
S1	Push button	10-XX
TL431		TL431CLP









**FEATURES**

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

**APPLICATIONS**

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

**GENERAL DESCRIPTION**

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

**ORDERING INFORMATION**

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

# 74HC4053; 74HCT4053

Triple 2-channel analog multiplexer/demultiplexer

Rev. 8 — 19 July 2012

Product data sheet

## 1. General description

The 74HC4053; 74HCT4053 is a high-speed Si-gate CMOS device and is pin compatible with the HEF4053B. It is specified in compliance with JEDEC standard no. 7A.

The 74HC4053; 74HCT4053 is triple 2-channel analog multiplexer/demultiplexer with a common enable input ( $\overline{E}$ ). Each multiplexer/demultiplexer has two independent inputs/outputs ( $nY0$  and  $nY1$ ), a common input/output ( $nZ$ ) and three digital select inputs ( $S_n$ ). With  $\overline{E}$  LOW, one of the two switches is selected (low-impedance ON-state) by  $S1$  to  $S3$ . With  $\overline{E}$  HIGH, all switches are in the high-impedance OFF-state, independent of  $S1$  to  $S3$ .

$V_{CC}$  and GND are the supply voltage pins for the digital control inputs ( $S0$  to  $S2$ , and  $\overline{E}$ ). The  $V_{CC}$  to GND ranges are 2.0 V to 10.0 V for 74HC4053 and 4.5 V to 5.5 V for 74HCT4053. The analog inputs/outputs ( $nY0$  to  $nY1$ , and  $nZ$ ) can swing between  $V_{CC}$  as a positive limit and  $V_{EE}$  as a negative limit.  $V_{CC} - V_{EE}$  may not exceed 10.0 V.

For operation as a digital multiplexer/demultiplexer,  $V_{EE}$  is connected to GND (typically ground).

## 2. Features and benefits

- Wide analog input voltage range from  $-5$  V to  $+5$  V
- Low ON resistance:
  - ◆  $80\ \Omega$  (typical) at  $V_{CC} - V_{EE} = 4.5$  V
  - ◆  $70\ \Omega$  (typical) at  $V_{CC} - V_{EE} = 6.0$  V
  - ◆  $60\ \Omega$  (typical) at  $V_{CC} - V_{EE} = 9.0$  V
- Logic level translation: to enable 5 V logic to communicate with  $\pm 5$  V analog signals
- Typical 'break before make' built-in
- ESD protection:
  - ◆ HBM JESD22-A114F exceeds 2000 V
  - ◆ MM JESD22-A115-A exceeds 200 V
  - ◆ CDM JESD22-C101E exceeds 1000 V
- Multiple package options
- Specified from  $-40$  °C to  $+85$  °C and  $-40$  °C to  $+125$  °C



## TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

### General Description

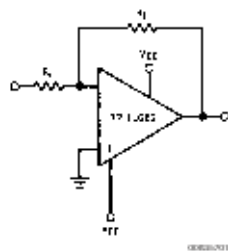
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The TL082 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and most LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

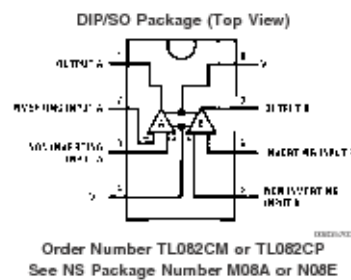
### Features

- Internally trimmed offset voltage: 15 mV
- Low input bias current: 50 pA
- Low input noise voltage: 16nV/√Hz
- Low input noise current: 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth: 4 MHz
- High slew rate: 13 V/μs
- Low supply current: 3.6 mA
- High input impedance: 10<sup>12</sup>Ω
- Low total harmonic distortion: ≤0.02%
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

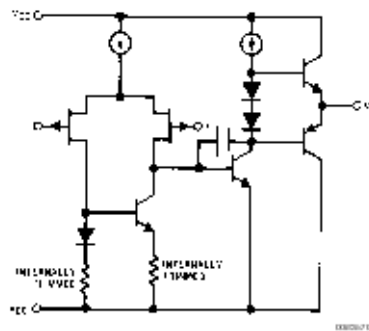
### Typical Connection



### Connection Diagram



### Simplified Schematic



BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corp.



# MICROCHIP PIC18F2455/2550/4455/4550

## 28/40/44-Pin, High-Performance, Enhanced Flash, USB Microcontrollers with nanoWatt Technology

### Universal Serial Bus Features:

- USB V2.0 Compliant
- Low Speed (1.5 Mb/s) and Full Speed (12 Mb/s)
- Supports Control, Interrupt, Isochronous and Bulk Transfers
- Supports up to 32 Endpoints (16 bidirectional)
- 1-Kbyte Dual Access RAM for USB
- On-Chip USB Transceiver with On-Chip Voltage Regulator
- Interface for Off-Chip USB Transceiver
- Streaming Parallel Port (SPP) for USB streaming transfers (40/44-pin devices only)

### Power-Managed Modes:

- Run: CPU on, peripherals on
- Idle: CPU off, peripherals on
- Sleep: CPU off, peripherals off
- Idle mode currents down to 5.8  $\mu$ A typical
- Sleep mode currents down to 0.1  $\mu$ A typical
- Timer1 Oscillator: 1.1  $\mu$ A typical, 32 kHz, 2V
- Watchdog Timer: 2.1  $\mu$ A typical
- Two-Speed Oscillator Start-up

### Flexible Oscillator Structure:

- Four Crystal modes, including High Precision PLL for USB
- Two External Clock modes, up to 48 MHz
- Internal Oscillator Block:
  - 8 user-selectable frequencies, from 31 kHz to 8 MHz
  - User-tunable to compensate for frequency drift
- Secondary Oscillator using Timer1 @ 32 kHz
- Dual Oscillator options allow microcontroller and USB module to run at different clock speeds
- Fail-Safe Clock Monitor:
  - Allows for safe shutdown if any clock stops

### Peripheral Highlights:

- High-Current Sink/Source: 25 mA/25 mA
- Three External Interrupts
- Four Timer modules (Timer0 to Timer3)
- Up to 2 Capture/Compare/PWM (CCP) modules:
  - Capture is 16-bit, max. resolution 5.2 ns ( $T_{CV16}$ )
  - Compare is 16-bit, max. resolution 83.3 ns ( $T_{CY}$ )
  - PWM output: PWM resolution is 1 to 10-bit
- Enhanced Capture/Compare/PWM (ECCP) module:
  - Multiple output modes
  - Selectable polarity
  - Programmable dead time
  - Auto-shutdown and auto-restart
- Enhanced USART module:
  - LIN bus support
- Master Synchronous Serial Port (MSSP) module supporting 3-wire SPI (all 4 modes) and I<sup>2</sup>C™ Master and Slave modes
- 10-bit, up to 13-channel Analog-to-Digital Converter module (A/D) with Programmable Acquisition Time
- Dual Analog Comparators with Input Multiplexing

### Special Microcontroller Features:

- C Compiler Optimized Architecture with optional Extended Instruction Set
- 100,000 Erase/Write Cycle Enhanced Flash Program Memory typical
- 1,000,000 Erase/Write Cycle Data EEPROM Memory typical
- Flash/Data EEPROM Retention: > 40 years
- Self-Programmable under Software Control
- Priority Levels for Interrupts
- 8 x 8 Single-Cycle Hardware Multiplier
- Extended Watchdog Timer (WDT):
  - Programmable period from 41 ms to 131s
- Programmable Code Protection
- Single-Supply 5V In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins
- Optional dedicated ICD/ICSP port (44-pin devices only)
- Wide Operating Voltage Range (2.0V to 5.5V)

Device	Program Memory		Data Memory		IO	10-Bit A/D (ch)	CCP/ECCP (PWM)	SPP	MSSP		EUSART	Compass	Timers 8/16-Bit
	Flash # (bytes)	Single-Word Instructions (bytes)	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)					SPI	Master I <sup>2</sup> C™			
PIC18F2455	24K	12288	2048	256	24	10	20	No	Y	Y	1	2	13
PIC18F2550	32K	16384	2048	256	24	10	20	No	Y	Y	1	2	13
PIC18F4455	24K	12288	2048	256	26	13	11	Yes	Y	Y	1	2	13
PIC18F4550	32K	16384	2048	256	26	13	11	Yes	Y	Y	1	2	13

## Switched-Capacitor Voltage Converters

### General Description

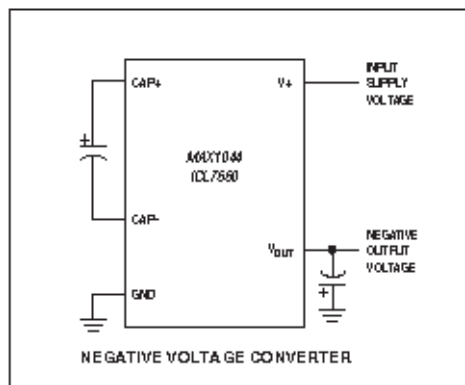
The MAX1044 and ICL7660 are monolithic, CMOS switched-capacitor voltage converters that invert, double, divide, or multiply a positive input voltage. They are pin compatible with the industry-standard ICL7660 and LTC1044. Operation is guaranteed from 1.5V to 10V with no external diode over the full temperature range. They deliver 10mA with a 0.5V output drop. The MAX1044 has a BOOST pin that raises the oscillator frequency above the audio band and reduces external capacitor size requirements.

The MAX1044/ICL7660 combine low quiescent current and high efficiency. Oscillator control circuitry and four power MOSFET switches are included on-chip. Applications include generating a -5V supply from a +5V logic supply to power analog circuitry. For applications requiring more power, the MAX660 delivers up to 100mA with a voltage drop of less than 0.65V.

### Applications

- 5V Supply from +5V Logic Supply
- Personal Communications Equipment
- Portable Telephones
- Op-Amp Power Supplies
- EIA/TIA-232E and EIA/TIA-562 Power Supplies
- Data-Acquisition Systems
- Hand-Held Instruments
- Panel Meters

### Typical Operating Circuit



### Features

- † Miniature  $\mu$ MAX Package
- † 1.5V to 10.0V Operating Supply Voltage Range
- † 98% Typical Power-Conversion Efficiency
- † Invert, Double, Divide, or Multiply Input Voltages
- † BOOST Pin Increases Switching Frequencies (MAX1044)
- † No-Load Supply Current: 200 $\mu$ A Max at 5V
- † No External Diode Required for Higher-Voltage Operation

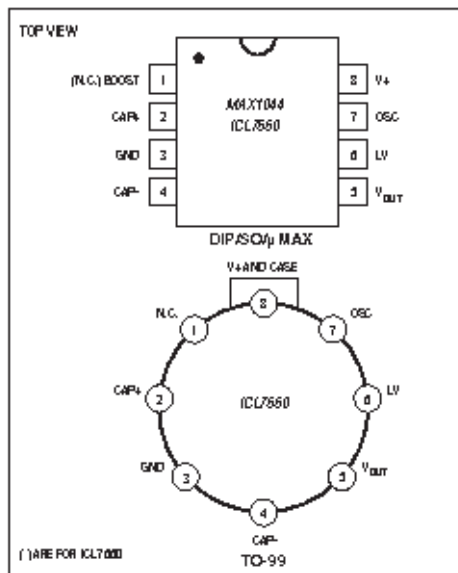
### Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1044CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX1044CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX1044CD	0°C to +70°C	Dice*
MAX1044EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP

Ordering Information continued at end of data sheet.

\* Contact factory for dice specifications.

### Pin Configurations



For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim Direct at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at [www.maximintegrated.com](http://www.maximintegrated.com).

70-4667, Rev 1, 7/94

## **BIBLIOGRAFIA**

### **SEÑALES Y SISTEMAS**

M.J. Roberts

Editorial Mc. Graw-Hill año2005

### **INTRODUCCION AL ANALISIS DE CIRCUITOS**

Robert L. Boylestad

Editorial Pearson año 2004

### **ELECTRONICA SERIE 1-7**

Harry Mileaf

Editorial Limusa año1985

### **A History of Impedance Measurements**

Henry P. Hall

[http://www.ietlabs.com/pdf/GenRad\\_History/A\\_History\\_of\\_Z\\_Measurement.pdf](http://www.ietlabs.com/pdf/GenRad_History/A_History_of_Z_Measurement.pdf)

### **Agilent Impedance Measurement Handbook**

Agilent

<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>

### **Advanced LCR meter**

Elektor 1997

<http://www.edaboard.com/thread14736.html>

### **Multiplexing and Sampling**

Measurement computing

<http://www.mccdaq.com/PDFs/specs/Multiplexing-and-Sampling.pdf>

### **Medidor RCL**

<http://www.pro-radio.ru/measure/4319/>

<http://www.cqham.ru/forum/showthread.php?t=3500&page=0&perpage=30>